

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

В. В. Хрущев

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Издание второе,
переработанное и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР в качестве
учебника для студентов вузов, обучающихся
по специальности "Электрические машины"



Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1985

Рецензенты:

Кафедра электрических машин Московского энергетического ин-та

(зав. кафедрой И. П. Копылов); А. А. Батоврин

ЦЕНТРАЛЬНАЯ ГОРОДСКАЯ
ПУБЛИЧНАЯ БИБЛИОТЕКА
им. Н. А. НЕКРАСОВА

727191 - 4

w/89

Хрущев В. В.

Х 95 Электрические машины систем автоматики: Учебник для вузов. — 2-изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985—368 с., ил.

В пер.: 1 р. 20 к. 18000 экз.

В книге изложены принцип работы, устройство и основы теорий электрических микромашин, применяемых в автоматических и приборных системах. Книга написана в соответствии с программой курса «Электрические машины систем автоматики», утвержденной Учебно-методическим управлением Минвуза СССР.

Предназначается для студентов электромеханических специальностей политехнических, электротехнических и приборостроительных вузов и факультетов. Книга может быть использована инженерами и аспирантами различных электротехнических специальностей.

ББК 32.96—04

Х 2302030000—133
051(01)—85 81—85

© Энергоатомиздат, 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга предназначена в качестве учебника к курсу «Электрические машины систем автоматики». Она написана на базе учебного пособия автора и может рассматриваться как второе, дополненное и исправленное издание.

Книга состоит из трех частей. В первой части рассмотрены вопросы теории электрических микромашин применительно к двухфазному исполнению, наиболее полно излагается теория идеализированной электрической машины в осях d и q .

Во второй части даны основы теории электродвигателей малой мощности нерегулируемой скорости и общие сведения о них: асинхронных, синхронных, постоянного тока, применяемых как в автоматических системах, так и в общепромышленном электроприводе, в установках бытовой техники, на транспорте, в торговле, связи и т. п.

Третья часть книги посвящена электрическим микромашинам, специфическим для автоматики и приборной техники: вращающимся трансформаторам, сельсином, тахогенераторам, управляемым двигателям, шаговым двигателям и электрическим микромашинам для гироскопов. Учитывая научные интересы, автором эта часть учебника изложена более полно.

В учебнике теория электрических микромашин различных типов изложена с позиции общей теории электрических машин, основные положения которой даны в первой части книги.

С целью придания уравнениям ЭДС компактного вида применен матричный способ записи, широко используемый в современной технической литературе. Ряд параграфов и отдельных их частей набран мелким шрифтом; содержащийся в них материал посвящен более глубокому изложению вопросов теории и может быть использован аспирантами и в процессе научной работы студентов. Шестая глава книги, написанная д-ром техн. наук проф. И. Е. Овчинниковым и канд. техн. наук Н. И. Лебедевым, несколько сокращена по сравнению с первым изданием книги.

Автор сердечно благодарит рецензента д-ра техн. наук проф. И. П. Копылова за ценные замечания, которые были учтены при окончательном редактировании книги, и выражает уважение к памяти д-ра техн. наук проф. А. А. Батоврина, замечания которого также способствовали улучшению книги. Автор весьма признателен сотрудникам кафедры электрических машин систем автоматики доценту канд. техн. наук Н. А. Балашовой и А. Ю. Пекурину за помощь в оформлении рукописи.

Отзывы по книге, замечания и пожелания просьба направлять по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Автор

ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

a — косинусная обмотка; число параллельных ветвей обмотки;
 b — синусная обмотка; составляющая обратной последовательности;
 $b_{ск}$ — скос паза;
 B — индукция;
 d — продольная ось машины;
 D — диаметр; коэффициент демпфирования;
 C — матрица преобразования токов; емкость конденсатора;
 E — ЭДС; напряженность электрического поля;
 f — частота питающего напряжения; обмотка возбуждения; составляющая прямой последовательности;
 F — намагничивающая сила; крутизна механической характеристики; коэффициент внутреннего демпфирования;
 G — матрица момента; магнитная проводимость;
 H — напряженность магнитного поля; кинетический момент;
 J — момент инерции;
 K — коэффициент трансформации;
 k — квадратурная обмотка;
 k_b — коэффициент выпуклости петли;
 $k_{ред}$ — коэффициент электромагнитной редукции; передаточное число редуктора;
 $k_{ф}$ — коэффициент форсировки;
 k_T — крутизна ЭДС тахогенератора;
 $k_э$ — коэффициент эллиптичности магнитного поля;
 L — индуктивность; матрица индуктивностей;

M — взаимная индуктивность;
 m — число фаз; удельный момент;
 N — число проводников обмотки якоря;
 n — частота вращения; число пазов в группе;
 p — число пар полюсов; оператор;
 P — мощность;
 q — площадь поперечного сечения провода; поперечная ось машины; число пазов на полюс и фазу;
 Q — тепловая мощность; сила, создаваемая одной фазной зоной;
 r — активное сопротивление;
 R — радиус расточки; матрица сопротивлений;
 s — скольжение;
 $S_{п}$ — площадь пазов;
 t — отношение сечения проводов обмоток; время;
 T — период;
 k_p — коэффициент управления по мощности;
 $k_{ск}$ — коэффициент скоса паза;
 k_y — коэффициент укорочения шага;
 k_z — коэффициент, учитывающий наличие шлицов;
 k_u — коэффициент, учитывающий падение напряжения;
 $k_{эп}$ — коэффициент заполнения паза медью;
 k_{δ} — коэффициент воздушного зазора;
 $k_{об}$ — обмоточный коэффициент;
 k_l — коэффициент отношения активной длины машины к диаметру расточки;
 Δ — толщина стенки полого ротора; толщина гистерезисного материала;
 e_a — относительная амплитудная погрешность;

ε — угол потерь в стали; степень возбуждения машины;
 θ — угол рассогласования;
 η — к. п. д.;
 λ — магнитная проводимость; коэффициент управления;
 u, U — напряжение;
 $\psi_{эф}$ — эффективное число витков обмотки;
 v — угловая скорость ротора в долях синхронной скорости;
 x_s — индуктивное сопротивление рассеяния;
 X — матрица индуктивных сопротивлений; индуктивное сопротивление;
 α — угол поворота; механический шаг двигателя;
 β — фазовый сдвиг; относительное активное сопротивление ротора;

γ — безразмерный параметр машины;
 δ — воздушный зазор машины;
 ν — номер гармоники;
 ξ — относительный параметр;
 ρ — удельное сопротивление;
 σ — уровень настройки реле;
 τ_m — электрохимическая постоянная времени;
 $\tau_э$ — электромагнитная постоянная времени;
 φ — угол по расточке машины; фазовый сдвиг между током и напряжением;
 Λ — удельная магнитная проводимость;
 μ — магнитная проницаемость; нелинейность механической характеристики;
 $\cos \varphi$ — коэффициент мощности;
 Ψ — потокосцепление;
 ω_p — угловая скорость ротора

ВВЕДЕНИЕ

В-1. Область применения и классификация электрических машин малой мощности

Электрическими машинами малой мощности называют электрические машины, мощность которых составляет диапазон от долей ватта до 1000 Вт. Среди этой группы машин иногда выделяют электрические машины, мощность которых не превосходит 10 Вт, а габаритные размеры 6—8 см. За последние десятилетия область применения электрических машин малой мощности значительно расширилась, сейчас она охватывает все отрасли промышленности, сельского хозяйства, быта и специальной техники. Важнейшими из этих сфер применения являются:

- 1) установки автоматического управления и регулирования в промышленности, энергетике и специальной технике;
- 2) устройства проводной связи и радиосвязи, радиолокационные станции, телевизионные системы;
- 3) счетно-решающие приборы и устройства;
- 4) гироскопические приборы;
- 5) навигационные приборы и системы управления на самолетах, морских и речных судах, беспилотных летательных аппаратах;
- 6) механизмы дистанционного управления;
- 7) самопишущие приборы, электрические часы, звуковое кино;
- 8) маломощный электропривод в различных отраслях промышленности (часовой, текстильной, швейной и т. д.);
- 9) кассовые аппараты и другое оборудование в торговле;
- 10) вентиляторы, электроинструмент и другие мелкие электро-механизмы в строительстве, сельском хозяйстве и т. п.;
- 11) источники электроснабжения и привод в автомобилях, тракторах, вертолетах;
- 12) промышленные роботы;
- 13) бытовая техника: холодильники, стиральные машины, полотеры, пылесосы, швейные машины, миксеры, магнитофоны, электробритвы и т. д.

Требования к характеристикам электрических машин малой мощности в указанных областях весьма различны. Так, например, для привода часовых механизмов применяются двигатели с частотой вращения, составляющей доли оборота в минуту, а для шлифовального инструмента в часовой промышленности — двигатели с частотой вращения 30—40 тыс. об/мин. Точность преобразования угловой информации вращающимися трансформаторами и сельси-

нами в современных навигационных системах должна составлять несколько угловых секунд, а в системах дистанционного управления рулями 1—2°.

Стабильность частоты вращения двигателей в устройствах видеозаписи составляет тысячные доли процента и может меняться в широких пределах для других электроприводов. Время работы машины в некоторых бортовых системах ракет исчисляется минутами, а в навигационных приборах морских судов — десятками

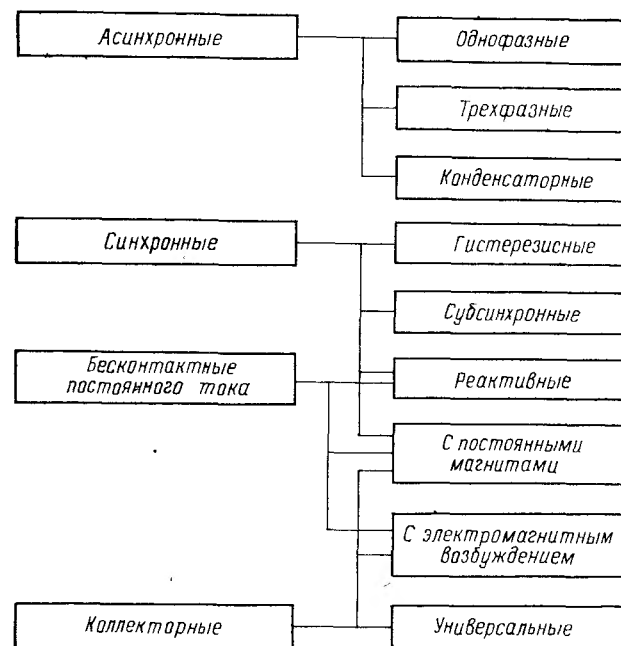


Рис. В-1. Классификация электродвигателей малой мощности общего применения

тысяч часов. Момент, развиваемый двигателями, составляет сотые доли ньютон-метра для управления контактами или сверхминиатюрными гироскопами и несколько ньютон-метров для привода механизмов промышленных роботов. Вследствие этого образовалась большая номенклатура электрических машин малой мощности; общее число различных типов машин исчисляется сотнями, а микроэлектромашиностроение превратилось в специальную отрасль, которая по темпам развития опережает другие отрасли электротехники.

По своему назначению и особенностям работы электрические машины малой мощности можно разделить на четыре группы:

- 1) машины малой мощности общего применения;
- 2) микромашины автоматических устройств;

3) микромашины гиросприборов;

4) преобразователи.

В первую группу входят различного типа двигатели: асинхронные, синхронные, коллекторные, бесконтактные постоянного тока, предназначенные в основном для индивидуального привода механизмов. На рис. В-1 приведена классификация электрических двигателей малой мощности общего применения, используемых в электроприводах общепромышленного и бытового назначения.

Вторая группа электрических микромашин более разнообразна по номенклатуре и насчитывает сотни машин различных типов. Особенность микромашин этой группы состоит в том, что к характеристикам машин и их конструкции предъявляют специфические требования, определяемые условиями работы машин в автоматических системах. Главными являются требования высокой точности работы, быстродействия, надежности и стабильности характеристик. Для ряда электрических микромашин этой группы такие показатели их работы, как КПД, $\cos \phi$, полезная мощность, весьма важные для электрических машин общего применения, оказываются несущественными.

В зависимости от назначения электрические микромашины автоматических устройств разделяют на две подгруппы:

1. Электрические микромашины, выполняющие силовые функции. Это индикаторные сельсины-датчики и сельсины-приемники, моментные двигатели, исполнительные двигатели. Машины этого типа преобразуют электрическую энергию в механическую и должны при достаточной точности преобразования иметь высокие энергетические показатели, например большой момент на 1 Вт потребляемой мощности.

2. Информационные электрические микромашины, преобразующие механические величины (угол поворота, угловую скорость и ускорение) в электрический сигнал. К ним относят вращающиеся трансформаторы, трансформаторные сельсины, индуктосины, тахогенераторы, преобразователи угла и угловой скорости в цифровой код и т. п. Основное требование, предъявляемое к этой группе машин, — малая погрешность преобразования, которая для значительного числа машин находится в пределах 0,02—0,1 %. Энергетические показатели имеют второстепенное значение.

На рис. В-2 приведена классификация электрических микромашин автоматических устройств.

В третью группу — электрических микромашин гироскопических приборов — входят различного типа гироскопические двигатели, датчики угла и датчики момента. В отличие от двигателей общего применения гироскопические двигатели имеют обращенную конструкцию (с целью увеличения кинетического момента) и должны быть весьма стабильны в работе. Электромашинные датчики момента и угла, как правило, не заключены в отдельный корпус, а встроены в тот или иной узел гироскопического прибора; к ним предъявляют очень высокие требования по точности работы.

Четвертая группа машин малой мощности охватывает различного рода электромашинные преобразователи напряжения, тока и частоты; они выполнены обычно в виде агрегатов, имеющих в одном корпусе двигатель и генератор. Большой класс машин этой группы составляют электромашинные усилители.

По роду тока электрические машины разделяют на машины постоянного и переменного тока. Среди электрических микромашин автоматики широкое распространение получили машины перемен-



Рис. В-2. Классификация электрических микромашин автоматики

ного тока, и в том числе вращающиеся (поворотные) трансформаторы; сельсины, работающие как в индикаторном, так и в трансформаторном режиме; асинхронные тахогенераторы для выполнения счетно-решающих функций и демпфирования; двухфазные асинхронные управляемые двигатели с короткозамкнутым ротором. Машины указанных типов работают на промышленной частоте 50 Гц и повышенных частотах 400, 500 и 1000 Гц. В малогабаритном исполнении наиболее часто применяют машины на 400 и 1000 Гц. Электрические микромашины постоянного тока используются в основном как исполнительные двигатели и тахогенераторы. За последние годы в связи с улучшением характеристик полупроводниковых приборов расширяется область применения бесконтактных двигателей постоянного тока, в которых функцию коллектора выполняет электронный коммутатор.

В-2. Величины, характеризующие электрические машины малой мощности

Электрические машины малой мощности, используемые в автоматических системах, характеризуются рядом величин, которые определяют условия применения машины и возможность выполнения ею тех или иных функций. Эти величины можно разделить на две группы: общие — для различных по назначению и принципу работы машин и специфические — для машин данного конкретного типа. Перечень величин первой группы приведен в ГОСТ 183—74 («Машины электрические. Общие технические требования») и включает в себя номинальные значения напряжения и частоты, потребляемого тока и мощности, КПД, $\cos \phi$, номинальной-полезной мощности (для двигателей), скорости ротора, допустимое превышение температуры, уровень шума, прочность и сопротивление электрической изоляции и т. д. Рекомендуемые значения указанных величин для различных типов электрических машин приведены в соответствующих ГОСТ.

Величины второй группы определяются назначением машины и включают в себя входные и выходные сопротивления обмоток, выходные величины и диапазоны их изменения, погрешности воспроизведения заданных математических зависимостей (для счетно-решающих машин), моменты трения на валу и т. д.

Имеется существенное различие в требованиях к выходным величинам для электрических машин автоматических устройств информационной и силовой подгрупп. Для электрических микромашин силовой подгруппы одной из важнейших характеристик, определяющих их работу, является развиваемый машиной момент, приходящийся на один ватт потребляемой мощности, вследствие чего электромагнитные нагрузки в электрических машинах этого типа выбирают максимальными по условиям теплового режима. Электрические машины силовой подгруппы должны иметь малые остаточные электромагнитные моменты и моменты трения в подшипниках и токосъемном устройстве; с этой целью необходимо предусматривать определенную структуру воздушного зазора, а также скос пазов, электрическую и магнитную симметрию магнитопроводов и обмоток, прецизионные шарикоподшипники, минимальные размеры контактных колец и т. п.

В электрических микромашинах, преобразующих угол поворота и скорость вращения в электрический сигнал, наиболее важной величиной является точность преобразования. На точность преобразования оказывают влияние различного рода погрешности, которые по своей физической природе можно разбить на четыре группы:

- а) погрешности, вытекающие из принципа работы; это, например, погрешности, обусловленные нелинейностью преобразования;
- б) погрешности от конструктивных ограничений электрической машины — несинусоидальности распределения обмотки, наличия пазов на статоре и роторе, нелинейности кривой намагничивания;

в) технологические погрешности от неточности изготовления: магнитопроводов (асимметрия), деталей конструкции (эксцентриситет), обмоток (ошибка в числе витков и короткозамкнутые витки);

г) погрешности от изменения температуры окружающей среды, напряжения и частоты сети.

Для уменьшения погрешностей первых трех типов в информационных электрических микромашинах выбирают относительно небольшие электромагнитные нагрузки и увеличенный воздушный зазор, а также материалы с высокой магнитной проницаемостью. Для снижения температурных погрешностей используется тот или иной способ термостатирования или термокомпенсации.

В-3. Методы теоретического исследования электрических микромашин переменного тока

Теоретический анализ электрических микромашин переменного тока производится такими же методами, как и анализ крупных машин. Наибольшее распространение получили: теория вращающихся полей, метод симметричных составляющих и теория двух реакций. Во всех теориях величины, характеризующие магнитное поле, создаваемое обмотками (намагничивающая сила, индукция, потокосцепление), принимаются синусоидально распределенными по расточке машины.

В теории вращающихся полей каждую из величин, пульсирующих с частотой сети, раскладывают на две, бегущие в противоположные стороны; в расчет вводят результирующие величины, создаваемые всеми обмотками и вращающиеся в прямом и обратном направлениях.

В методе симметричных составляющих любая несимметричная система токов, намагничивающих сил (НС) и напряжений заменяется двумя симметричными системами (двухфазными или трехфазными в зависимости от числа фаз в машине), имеющими разное чередование фаз и образующими круговые поля, вращающиеся в противоположных направлениях. Это позволяет для каждой системы симметричных составляющих (прямой и обратной) использовать хорошо известные из общей теории электрических машин соотношения и схемы замещения. Метод симметричных составляющих удобен при исследовании несимметричных режимов неявнополюсных машин; его применение встречает значительные трудности в машинах, имеющих магнитную асимметрию (явнополюсные машины, машины с постоянными магнитами, с насыщенной магнитной системой).

В теории двух реакций каждая из указанных выше величин, представляя собой некоторый пространственный вектор, раскладывается на две составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям d и q . При расчетах рассматривается взаимодействие НС и магнитных потоков отдельно по каждой из осей.

Основное преимущество теории двух реакций состоит в том, что она с успехом может применяться как для машин переменного

тока, так и для машин постоянного тока, имеющих симметричную или несимметричную магнитную систему. Поэтому при изложении теории различных типов электрических микромашин автор предпочитает использовать теорию двух реакций. С физической точки зрения теория вращающихся полей в некоторых случаях более наглядна, чем теория двух реакций и метод симметричных составляющих, однако математические соотношения получаются более громоздкими.

В отличие от крупных электрических машин для микромашин переменного тока меньшую роль играют переходные процессы. Это объясняется относительно большими активными сопротивлениями и меньшими индуктивностями. Теория переходных процессов электрических машин применяется при рассмотрении пусковых режимов некоторых типов двигателей (шаговых, постоянного тока, синхронных), а также при анализе работы электрических микромашин от импульсных источников напряжения.

Для малых электрических машин отношение активных сопротивлений контуров и индуктивных сопротивлений рассеяния к индуктивному сопротивлению намагничивания значительно больше, чем для крупных машин, поэтому упрощения, возможные в теории крупных машин от пренебрежения первичными параметрами, здесь совершенно недопустимы. По указанной причине представление основных закономерностей в электрических микромашинах с помощью векторных диаграмм может дать в большинстве случаев только качественное суждение о работе машины. Для электрических микромашин более эффективными оказываются алгебраические методы исследования, в которых составляются уравнения ЭДС машины с последующим их решением относительно токов. Это позволяет получить основные характеристики машины в функции приложенных напряжений и ее параметров и, таким образом, наиболее рационально подойти к вопросам проектирования.

Для электрических микромашин автоматики, особенно выполняющих сигнальные функции, фундаментальное значение имеет анализ их погрешностей. Наиболее простой путь при подобного рода исследованиях — детальное изучение структуры магнитного поля в воздушном зазоре и выяснение влияния различных факторов на отклонение поля от синусоидального.

В-4. Некоторые общие свойства электрических машин

Рассматривая устройство электрических машин, нетрудно установить, что они имеют много общего; это дает возможность при известных допущениях построить их общую теорию.

В каждой электрической машине имеются статор и ротор, разделенные относительно малым воздушным зазором. У большинства электрических машин магнитопроводы статора и ротора имеют радиальную симметрию магнитных свойств, а их поверхности, обращенные к зазору, могут рассматриваться как гладкие цилиндриче-

ские поверхности. Исключением являются двигатели постоянного тока, а также синхронные реактивные двигатели и явнополюсные сельсины, у которых один из магнитопроводов (обычно ротор) образует явно выраженные полюсы (рис. В-3).

В магнитопроводах статора и ротора имеются пазы, в которые уложены по тому или иному закону обмотки. Закон распределения и тип обмотки в большинстве электрических машин выбираются таким образом, чтобы взаимная индуктивность обмоток статора и ротора изменялась по синусоидальному закону в зависимости от

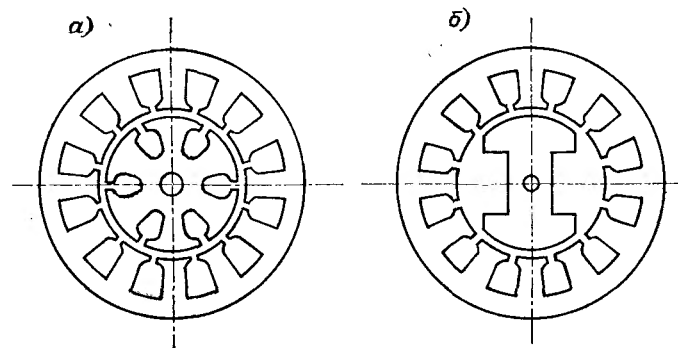


Рис. В-3. Магнитная система электрических машин: а — неявнополюсной; б — явнополюсной

угла поворота ротора. Естественно, что это можно выполнить только с некоторым приближением; практически зависимость взаимной индуктивности обмоток от угла поворота ротора является некоторой периодической функцией, которая при разложении в гармонический ряд содержит кроме основной и высшие гармоники.

Электромагнитные процессы в электрических машинах определяются магнитными полями в воздушном зазоре, создаваемыми токами, текущими вдоль оси машины. Токи в лобовых частях обмоток имеют значительно меньшее влияние и образуют магнитные потоки рассеяния. Распределение токов по воздушному зазору машины, а также изменение их во времени в конечном счете определяют тип электрической машины и все ее характеристики. Распределение токов, в свою очередь, зависит от типа обмотки, а изменение их во времени — от характера подводимого к обмоткам напряжения. Подавляющее большинство существующих обмоток может быть сведено к следующим четырем типам: а) к катушечной обмотке, как правило, на явно выраженных полюсах; б) многофазной распределенной обмотке; в) короткозамкнутой симметричной обмотке («беличья клетка», полый немагнитный ротор, омедненный ферромагнитный цилиндр и т. п.); г) обмотке якоря коллекторных машин (коллекторная обмотка).

В табл. В-1 приведена классификация различных типов электрических машин малой мощности в зависимости от вида обмотки и под-

Типы электрических машин малой мощности в зависимости от вида обмотки и протекающего тока

Обмотка ротора	Машины с катушечной обмоткой (явнополюсные)		Машины с распределенной обмоткой (неявнополюсные)	
	Постоянный ток	Однофазный переменный ток	Однофазный переменный ток	Многофазный переменный ток
Катушечная	Датчики момента	Потенциал-регуляторы, симметрирующие и компенсирующие устройства	Потенциал-регуляторы	Фазорегуляторы
Многофазная	Синхронные машины	Явнополюсные сельсин	Неявнополюсные сельсины, электрические дифференциалы, вращающиеся трансформаторы	Потенциал-регуляторы, фазорегуляторы, асинхронные машины с фазным ротором
Короткозамкнутая	Электромагнитный тормоз, датчик ускорений	Однофазные двигатели, двигатели с экранированным полюсом	Однофазные двигатели с пусковым сопротивлением, конденсаторные двигатели, асинхронные тахогенераторы	Асинхронные двигатели, управляемые фазные двигатели
Коллекторная	Машины различных типов	Универсальный коллекторный двигатель, двигатели Дери и др.	Коллекторные машины, электромагнитные усилители	Коллекторные многофазные машины, преобразователи частоты

водимого напряжения. При составлении таблицы для удобства принято, что статор явнополюсный, а поверхность магнитопровода ротора гладкая. Это допущение оправдывается тем, что электромагнитные процессы в машинах определяются только относительным перемещением и расположением обмоток.

В многополюсных электрических машинах все электромагнитные процессы повторяются через каждую пару полюсов, поэтому при изложении теории идеализированных электрических машин достаточно рассмотреть двухполюсную электрическую машину. Для реальных электрических микромашин, имеющих магнитную

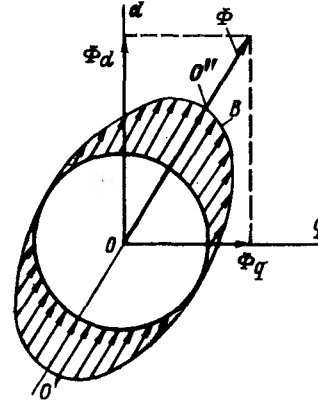


Рис. В-4. Распределение индукции магнитного поля в воздушном зазоре машины

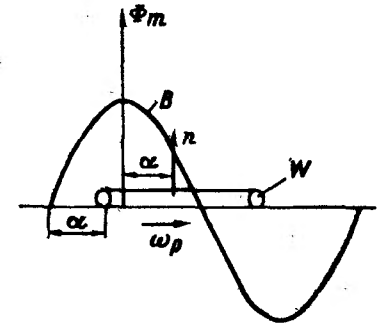


Рис. В-5. К определению ЭДС в катушке

асимметрию, эксцентриситет, биения и т. п., электромагнитные процессы в многополюсных машинах несколько отличаются от процессов в двухполюсных; это в некоторых случаях оказывает существенное влияние на точность работы машины и рассмотрено ниже для отдельных типов машин.

В электрических машинах различают основной магнитный поток Φ и магнитный поток рассеяния Φ_s . Основной магнитный поток создается токами во всех обмотках, т. е. результирующей намагничивающей силой машины. Он замыкается через воздушный зазор и может сцепляться с любой обмоткой. Основной магнитный поток является важнейшей величиной, характеризующей машину; от его значения зависят такие величины, как передаваемая электромагнитная мощность и моменты (для силовых микромашин), точность преобразования и воспроизведения математических зависимостей (для информационных и счетно-решающих электрических микромашин). Для идеализированной электрической машины принимается, что основной магнитный поток, а точнее, создающая его

магнитная индукция имеет синусоидальное распределение по расточке (рис. В-4). Линия $O'O''$, соединяющая точки максимальной индукции, называется осью магнитного потока.

Магнитные потоки в обмотках электрических машин индуцируют ЭДС, которая содержит две составляющие: трансформаторную, обусловленную собственным изменением магнитного потока во времени, и ЭДС вращения от собственного перемещения обмотки относительно магнитного потока. Рассмотрим эти ЭДС на примере катушки, расположенной на роторе и вращающейся относительно синусоидально распределенного магнитного потока (рис. В-5) с угловой скоростью $\omega_p = d\alpha/dt$. Потокосцепление катушки $\Psi = \Phi_m \cos \alpha = \Psi_m \cos \alpha$, а ЭДС в катушке

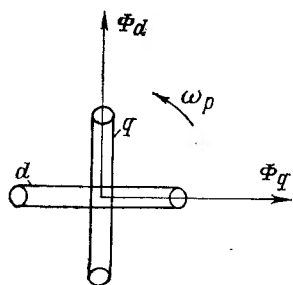


Рис. В-6. Схема, поясняющая расчет трансформаторной ЭДС и ЭДС вращения

трансформаторная ЭДС; при $\alpha = 90^\circ$ (оси перпендикулярны) — только ЭДС вращения.

Так, например, для машины, имеющей две составляющие магнитного потока Φ_d и Φ_q и две одинаковые, взаимно перпендикулярные обмотки на роторе (рис. В-6), получим ЭДС в продольном контуре ротора

$$e_d = - \frac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q \omega_p;$$

ЭДС в поперечном контуре ротора

$$e_q = - \frac{d\Psi_q}{dt} - \Psi_d \omega_p.$$

Намагничивающая сила электрических машин, так же как и индукция магнитного поля, имеет синусоидальное распределение. Амплитуда НС находится по формуле

$$F_m = \frac{1}{2} \oint_L H_m dl,$$

где L — контур, проходящий через точки с максимальной индукцией; H_m — амплитуда напряженности магнитного поля.

НС представляют в виде суммы $F_m = F_\delta + F_{ст}$, где F_δ — НС воздушного зазора; $F_{ст}$ — НС участков, содержащих сталь.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ДВУХФАЗНЫХ МАШИН

Глава первая

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ДВУХ РЕАКЦИЙ

1-1. Физическая модель обобщенной электрической машины

Наличие общих закономерностей в электрических машинах, рассмотренных в § В-4, позволило построить простую и удобную для анализа физическую модель некоторой обобщенной электрической машины. Применительно к электрическим машинам малой мощности в качестве такой модели достаточно принять четырехобмоточную электрическую машину, имеющую по две взаимно перпендикулярные обмотки на статоре и роторе. При этом будем полагать, что явнополюсность магнитопровода может быть только на статоре. Это не налагает никаких ограничений на исследование машин с явнополюсным ротором и симметричным неявнополюсным статором, которое можно выполнить на этой модели, если рассматривать электромагнитные процессы в машине в системе координат, связанной с ротором.

Сформулируем основные допущения, принимаемые при построении физической модели четырехобмоточной обобщенной электрической машины.

1. Обмотки статора представлены в виде двух взаимно перпендикулярных катушек, одна из которых расположена по оси полюса; в общем случае они имеют различные значения параметров (активное сопротивление, индуктивность и емкость), что позволяет учесть электрическую и магнитную асимметрию, характерную для некоторых типов электрических микромашин. Обмотку, ось которой совпадает с осью полюса, назовем продольной и обозначим D ; перпендикулярную ей обмотку назовем поперечной и обозначим Q (рис. 1-1).

2. Ротор машины имеет симметричную обмотку типа коллекторной обмотки, короткозамкнутой обмотки в виде беличьей клетки или полого немагнитного стакана, двухфазной или трехфазной симметричной обмотки.

В коллекторных машинах ток в обмотке подводится через щетки, которые могут располагаться по оси полюсов или перпендикулярной к ней оси. Для этих машин ротор можно заменить двумя взаимно перпендикулярными обмотками, расположенными вдоль линий, соединяющих щетки (рис. 1-2). В машинах с фазным или короткозамкнутым ротором полагаем, что НС имеет синусоидальное распределение по расточке и может быть представлена вектором

тока, направленным по оси НС, создаваемой током обмотки (рис. 1-3). С течением времени вектор тока меняется по модулю и направлению. Проекция этого вектора тока (НС) на оси d и q можно рассматривать как токи в некоторых взаимно перпендику-

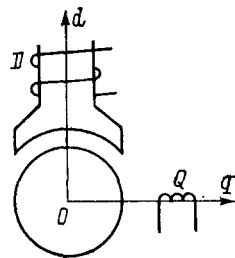


Рис. 1-1. Модель обобщенной электрической машины

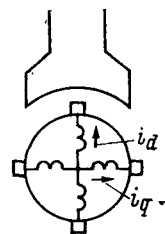


Рис. 1-2. Электрическая схема ротора коллекторного двигателя

лярных обмотках ротора, неподвижных по отношению к статору и подводимых к ротору через воображаемые щетки.

Таким образом, любую симметричную обмотку ротора заменяем двумя взаимно перпендикулярными обмотками с одинаковыми па-

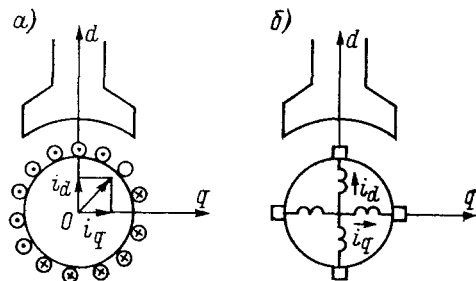


Рис. 1-3. Представление симметричного ротора (а) в виде двух взаимно перпендикулярных обмоток (б)

раметрами (активное сопротивление и индуктивность рассеяния). При этом в роторе коллекторной машины токи i_d и i_q имеют реальное физическое существование, а в машине с фазным или короткозамкнутым ротором токи i_d и i_q — проекции результирующего вектора тока (НС).

3. Магнитные потоки и НС, создаваемые обмотками статора и ротора, принимаем синусоидально распределенными. Для обмоток, имеющих несинусоидальную НС, а также для явнополюсных

машин учитываем первую пространственную гармонику магнитного поля; магнитные потоки от высших пространственных гармоник поля относим к потокам рассеяния.

4. Параметры обмоток принимаем постоянными, а потери на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе — равными нулю. Учет насыщения может быть в некоторых случаях выполнен выбором соответствующей взаимной индуктивности.

5. Приложенные к обмоткам машины напряжения являются постоянными величинами (машины постоянного тока и синхронные машины) или синусоидальными функциями времени (асинхронные машины, вращающиеся трансформаторы, сельсины и т. п.). В последнем случае они изображаются комплексными временными векторами.

6. Все параметры обмоток приведены к обмотке статора, совпадающей с продольной осью машины.

7. Обобщенная машина принимается двухполюсной. Многополюсные машины обычно приводятся к двухполюсным путем соответствующего расчета параметров и синхронной скорости вращения поля (для машин переменного тока).

С учетом сделанных допущений электрическая схема обобщенной электрической машины имеет вид, изображенный на рис. 1-4. Все величины (параметры, токи, потокосцепления и т. п.), относящиеся к обмотке статора, расположенной по продольной оси, имеют индекс D ; поперечной оси — индекс Q ; для обмоток ротора по продольной и поперечной осям используем индексы d и q .

Выражения для потокосцеплений обмоток обобщенной машины имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_D &= L_D i_D + M_d i_d; \\ \Psi_Q &= L_Q i_Q + M_q i_q; \\ \Psi_d &= L_d i_d + M_d i_D; \\ \Psi_q &= L_q i_q + M_q i_Q. \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

Здесь L_D, L_Q, L_d, L_q — индуктивности соответствующих обмоток; M_d и M_q — взаимные индуктивности обмоток статора и ротора по осям d и q ; $\Psi_D, \Psi_Q, \Psi_d, \Psi_q$ и i_D, i_Q, i_d, i_q — мгновенные значения потокосцеплений и токов обмоток машины.

Систему равенства (1-1) можно записать в матричном виде:

$$\Psi = Li,$$

где Ψ, i — четырехмерные векторы потокосцепления и тока; L —

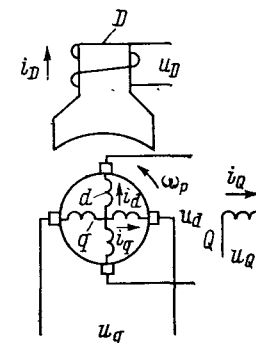


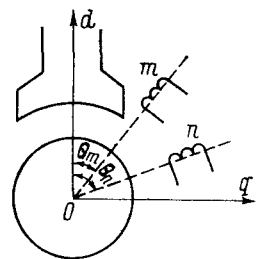
Рис. 1-4. Электрическая схема обобщенной электрической машины

матрица индуктивностей обобщенной машины;

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \\ \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix}; \quad i = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix};$$

$$L = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_D & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & M_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_q \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (1-2)$$

У некоторых типов машин оси обмоток статора не совпадают с осями d и q (например, двигатель с экранированным полюсом).



Выведем выражения для индуктивностей и взаимных индуктивностей обмоток m и n , оси которых смещены на углы θ_m и θ_n от оси d (рис. 1-5). Пусть по обмотке n протекает ток 1 А; тогда составляющие НС обмотки n , магнитного потока, созда-

Рис. 1-5. Схема электрической машины с произвольно расположенными обмотками статора

ваемого обмоткой n , и потокосцепления обмотки m можно записать в виде:

По оси d	По оси q
$F \dots \omega_n \text{эф} \cos \theta_n$	$\omega_n \text{эф} \sin \theta_n$
$\Phi \dots \lambda_d \omega_n \text{эф} \cos \theta_n$	$\lambda_q \omega_n \text{эф} \sin \theta_n$
$\Psi \dots \lambda_d \omega_n \text{эф} \omega_m \text{эф} \cos \theta_n \cos \theta_m$	$\lambda_q \omega_n \text{эф} \omega_m \text{эф} \sin \theta_n \sin \theta_m$

Здесь $\omega_n \text{эф}$, $\omega_m \text{эф}$ — эффективные числа витков обмоток n и m ; λ_d и λ_q — магнитные проводимости по осям d и q . Отсюда находим выражение для взаимной индуктивности обмоток n и m

$$M_{nm} = M_d \cos \theta_n \cos \theta_m + M_q \sin \theta_n \sin \theta_m, \quad (1-3)$$

где $M_d = \lambda_d \omega_m \text{эф} \omega_n \text{эф}$; $M_q = \lambda_q \omega_m \text{эф} \omega_n \text{эф}$. Коэффициенты M_d и M_q имеют простой физический смысл: M_d — взаимная индуктивность обмоток m и n , когда они расположены по оси d ($\theta_m = \theta_n = 0$); M_q — взаимная индуктивность обмоток m и n при расположении их по оси q ($\theta_m = \theta_n = \pi/2$). Полагая, что оси обмоток m и n совпадают, т. е. $\theta_m = \theta_n$, получим выражение для индуктивности

$$L_n = L_s + M_d \cos^2 \theta_n + M_q \sin^2 \theta_n = L_d \cos^2 \theta_n + L_q \sin^2 \theta_n; \quad (1-4)$$

здесь $L_d = M_d + L_s$, $L_q = M_q + L_s$ — самоиндуктивность обмотки по осям d и q ; L_s — индуктивность рассеяния.

1-2. Уравнения ЭДС и момента в осях d и q

Положим, что по обмотке статора D протекает ток i_D , создающий продольный магнитный поток в положительном направлении оси d , и ротор вращается против часовой стрелки. Найдем ЭДС, индуцируемые этим током (рис. 1-6).

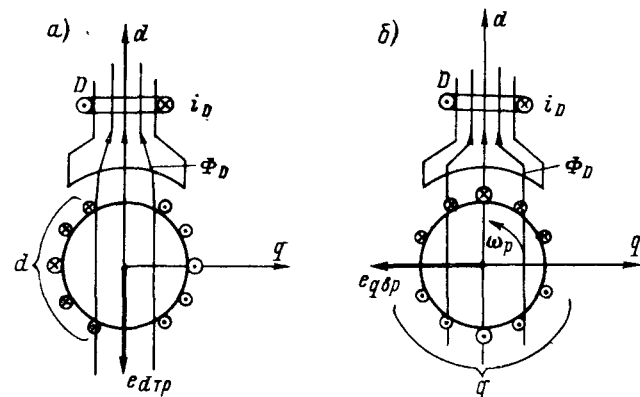


Рис. 1-6. Трансформаторная ЭДС (а) и ЭДС вращения (б)

В обмотках D и d индуцируются трансформаторные ЭДС, которые по закону электромагнитной индукции равны

$$e_{D \text{ тр}} = -L_D p i_D; \quad e_{d \text{ тр}} = -M_d p i_D,$$

где $p = d/dt$ — оператор дифференцирования.

В обмотке ротора q индуцируется ЭДС вращения, пропорциональная продольному потокосцеплению от тока i_D и угловой скорости ротора ω_p . ЭДС вращения положительна, если создаваемая ею НС совпадает с положительным направлением оси q :

$$e_{q \text{ вр}} = -M_d i_D \omega_p.$$

Аналогичные выражения можно получить для ЭДС в обмотках машины от остальных токов. В обмотках D и Q индуцируется только трансформаторная ЭДС:

$$e_D = -L_D p i_D - M_d p i_d; \quad e_Q = -L_Q p i_Q - M_q p i_q.$$

Суммарная ЭДС в обмотках d и q содержит как трансформаторные ЭДС, так и ЭДС вращения:

$$e_d = -L_d p i_d - M_d p i_D + L_q i_q \omega_p + M_q i_Q \omega_p;$$

$$e_q = -L_q p i_q - M_q p i_Q - L_d i_d \omega_p - M_d i_D \omega_p.$$

Приложенные к обмоткам машины напряжения равны сумме падений напряжений на активных сопротивлениях и противо-ЭДС:

$$\begin{aligned} u_D &= (r_D + L_D p) i_D + M_d p i_d; \\ u_Q &= (r_Q + L_Q p) i_Q + M_q p i_q; \\ u_d &= (r + L_d p) i_d + M_d p i_D - L_q i_q \omega_p - M_q i_Q \omega_p; \\ u_q &= (r + L_q p) i_q + M_q p i_Q + L_d i_d \omega_p + M_d i_D \omega_p. \end{aligned}$$

Эту систему уравнений можно записать в матричном виде

$$u = Zi, \quad (1-5)$$

где матрицы напряжений и токов и полных сопротивлений обобщенной машины имеют вид

$$u = \begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix}; i = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix};$$

$$Z = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D + L_D p & 0 & M_d p & 0 \\ 0 & r_Q + L_Q p & 0 & M_q p \\ M_d p & -M_q \omega_p & r + L_d p & -L_q \omega_p \\ M_d \omega_p & M_q p & L_d \omega_p & r + L_q p \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (1-6)$$

Нетрудно видеть, что матрица Z представляет собой сумму трех матриц:

$$Z = R + Lp + G\omega_p; \quad (1-7)$$

здесь R — матрица сопротивлений; L — матрица индуктивностей; G — так называемая матрица момента.

Матрица сопротивлений R содержит четыре сопротивления обмоток и является диагональной матрицей:

$$R = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Матрица индуктивностей L (1-2) содержит все само- и взаимные индуктивности обмоток и является симметричной матрицей. Матрица G содержит взаимные индуктивности обмоток по продольной

и поперечной осям, возникающие вследствие вращения ротора. Эти составляющие определяют электромагнитный момент машины, поэтому матрица G называется матрицей момента:

$$G = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -M_q & 0 & -L_q \\ M_d & 0 & L_d & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (1-8)$$

Матрица G содержит те же коэффициенты само- и взаимные индуктивности, что и матрица L , только в машинах, имеющих синусоидальное распределение магнитного потока. При несинусоидальном распределении магнитного потока необходимо ввести другие значения индуктивностей, определяющих ЭДС вращения.

Уравнение для напряжений (1-5) запишем в виде

$$u = Ri + p\Psi + B\omega_p, \quad (1-9)$$

где вектор потокосцепления

$$\Psi = Li = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_D i_D + M_d i_d \\ L_Q i_Q + M_q i_q \\ L_d i_d + M_d i_D \\ L_q i_q + M_q i_Q \end{bmatrix} \end{matrix};$$

обобщенный вектор индукции

$$B = Gi = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -M_q i_Q - L_q i_q \\ M_d i_D + L_d i_d \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Уравнение (1-9) является аналогом общеизвестного уравнения ЭДС для контура, движущегося в переменном внешнем магнитном поле, согласно которому приложенное к контуру напряжение равно падению напряжения в активном сопротивлении и сумме противо-ЭДС — трансформаторной (от изменения потокосцепления) и ЭДС вращения (от движения контура).

Умножая обе части уравнения (1-9) на транспонированный вектор тока i^T , получим выражение для мощности

$$i^T u = i^T Ri + i^T p\Psi + i^T B\omega_p. \quad (1-10)$$

Последний член правой части этого уравнения представляет собой механическую мощность машины P_m , зависящую от угловой скорости ротора. Отсюда электромагнитный момент, приложенный к ротору машины,

$$M = \frac{P_m}{\omega_p} = i^T B = i^T Gi. \quad (1-11)$$

Приведенные выше уравнения позволяют проводить анализ как установившихся режимов ($\omega_p = \text{const}$), так и переходных. В электрических машинах малой мощности часто ограничиваются рассмотрением установившихся режимов. Уравнения этих режимов получаются из (1-5), причем следует учитывать, что $p = 0$, $\omega_p = \text{const}$, а токи и напряжения — постоянные величины в машинах постоянного тока и синхронных машинах (в координатах d и q); $p = j\omega$, $\omega_p = \text{const}$, а токи и напряжения — комплексные временные векторы для асинхронных машин, сельсинов, вращающихся трансформаторов, универсальных двигателей и т. п.

Во втором случае матрицу сопротивлений запишем как сумму трех матриц

$$Z = R + jX + \omega Gv; \quad (1-12)$$

здесь матрица индуктивных сопротивлений

$$X = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} x_D & 0 & x_{md} & 0 \\ 0 & x_Q & 0 & x_{mq} \\ x_{md} & 0 & x_d & 0 \\ 0 & x_{mq} & 0 & x_q \end{bmatrix} \end{matrix};$$

матрица сопротивлений для момента

$$\omega G = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -x_{mq} & 0 & -x_q \\ x_{md} & 0 & x_d & 0 \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$v = \omega_p / \omega$ — скорость ротора в долях синхронной скорости; x_D , x_Q , x_d , x_q — индуктивные сопротивления обмоток машины, соответственно обмоток D и Q , d и q ; причем

$$\begin{aligned} x_D &= x_{md} + x_{Ds}; & x_Q &= x_{mq} + x_{Qs}; \\ x_d &= x_{md} + x_s; & x_q &= x_{mq} + x_s, \end{aligned}$$

где x_{Ds} , x_{Qs} , x_s — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток, а x_{md} и x_{mq} — сопротивления взаимной индукции.

Матрицу сопротивлений можно записать в виде

$$Z = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D + jx_D & 0 & jx_{md} & 0 \\ 0 & r_Q + jx_Q & 0 & jx_{mq} \\ jx_{md} & -vx_{mq} & r + jx_d & -vx_q \\ vx_{md} & jx_{mq} & vx_d & r + jx_q \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (1-13)$$

Матрицу Z (1-13) обобщенной машины переменного тока легко составить, пользуясь следующими правилами:

- по главной диагонали матрицы выписываем полные собственные сопротивления обмоток $r_D + jx_D$, $r_Q + jx_Q$, $r + jx_d$, $r + jx_q$;
- в местах, расположенных симметрично относительно глав-

ной диагонали, записываем сопротивления взаимной индукции контуров D и d (jx_{md}), а также Q и q (jx_{mq});

в) оставшиеся свободными места строк d и q заполняем членами, соответствующими ЭДС вращения в контурах ротора; они имеют в качестве множителя относительную скорость и знак минус для контура d (плюс для контура q) при вращении ротора против часовой стрелки.

Составляющими векторов тока и напряжения будут комплексные временные векторы

$$\dot{U} = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \\ \dot{U}_d \\ \dot{U}_q \end{bmatrix}; \quad \dot{I} = \begin{bmatrix} \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix}; \quad (1-14)$$

Формула для электромагнитного момента примет вид

$$M = \text{Re}(\dot{I}^* B) = \text{Re}(\dot{I}^* G \dot{I}),$$

где звездочкой помечена комплексно-сопряженная величина.

Подставляя сюда значения $\dot{I}$ и B , получим

$$M = \frac{1}{\omega} \text{Re}(-x_{mq} \dot{I}_d \dot{I}_Q - x_q \dot{I}_d \dot{I}_q + x_{md} \dot{I}_q \dot{I}_D + x_d \dot{I}_q \dot{I}_d). \quad (1-15)$$

В частном случае неявнополюсной двухфазной машины с различными собственными параметрами обмоток статора

$$\begin{aligned} x_{md} &= x_{mq} = x_m; & x_d &= x_q = x = x_m + x_s; \\ r_D + jx_D &= Z_D + jx_m; & r_Q + jx_Q &= Z_Q + jx_m. \end{aligned}$$

(К сопротивлениям Z_D и Z_Q могут быть отнесены и внешние сопротивления, например фазосдвигающего конденсатора.)

Матрица Z примет вид

$$Z = \begin{matrix} & \begin{matrix} D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & Z_Q + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -vx_m & r + jx & -vx \\ vx_m & jx_m & vx & r + jx \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (1-16)$$

Формула для момента (1-15) в скобках будет содержать только два слагаемых

$$M = \frac{x_m}{\omega} \text{Re}(\dot{I}_q \dot{I}_D - \dot{I}_d \dot{I}_q). \quad (1-17)$$

Однако и в этом случае выражение для момента машины при произвольных приложенных напряжениях оказывается достаточно сложным.

Расчет характеристик двухфазной асинхронной машины может быть выполнен по схеме, соответствующей уравнениям ЭДС в осях d и q . Для получения этой схемы запишем уравнения ЭДС в явном виде, полагая $\dot{U}_d = \dot{U}_q = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_D &= (Z_D + jx_m) \dot{I}_D + jx_m \dot{I}_q; \\ \dot{U}_Q &= (Z_Q + jx_m) \dot{I}_Q + jx_m \dot{I}_d; \\ jx_m \dot{I}_D - vx_m \dot{I}_Q + (r + jx) \dot{I}_d - vx \dot{I}_q &= 0; \\ vx_m \dot{I}_D + jx_m \dot{I}_Q + vx \dot{I}_d + (r + jx) \dot{I}_q &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1-18)$$

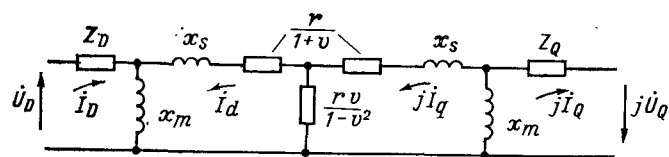


Рис. 1-7. Схема замещения неявнополюсной электрической машины переменного тока

Преобразуем третье и четвертое уравнения, исключив из них токи $\dot{I}_D$ и $\dot{I}_Q$. Умножая четвертое уравнение на $-jv$, складывая его с третьим и деля на $1-v^2$, получим

$$jx_m \dot{I}_D + \left(\frac{r}{1-v^2} + jx \right) \dot{I}_d - \frac{rv}{1-v^2} j \dot{I}_q = 0.$$

Умножая третье уравнение (1-18) на jv , складывая с четвертым и деля на $1-v^2$, найдем

$$jx_m \dot{I}_Q + \frac{jrv}{1-v^2} \dot{I}_d + \left(\frac{r}{1-v^2} + jx \right) \dot{I}_q = 0.$$

Заменяя x на $x_m + x_s$, а $\frac{r}{1-v^2}$ на $\frac{r}{1+v} + \frac{rv}{1-v^2}$ и умно-

жая второе уравнение (1-18) на j , окончательно получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_D &= (Z_D + jx_m) \dot{I}_D + jx_m \dot{I}_q; \\ jx_m \dot{I}_D + \left(jx_s + jx_m + \frac{r}{1+v} + \frac{rv}{1-v^2} \right) \dot{I}_d - \frac{rv}{1-v^2} j \dot{I}_q &= 0; \\ -\frac{rv}{1-v^2} \dot{I}_d + \left(\frac{rv}{1-v^2} + \frac{r}{1+v} + jx_s + jx_m \right) j \dot{I}_q + jx_m j \dot{I}_Q &= 0; \\ j \dot{U}_Q &= (Z_Q + jx_m) j \dot{I}_Q + jx_m j \dot{I}_d. \end{aligned} \right\} \quad (1-19)$$

Нетрудно видеть, что этой системе уравнений соответствует схема замещения, изображенная на рис. 1-7. При $v = 0$ схема замещения распадается на две независимые схемы фаз D и Q , соответствующие режиму короткого замыкания.

Следует отметить интересную особенность схемы замещения. Токи в контурах q и Q сдвинуты по фазе на 90° по отношению к действительным токам в обмотках. Физически это объясняется тем, что электрическая связь между схемами замещения двухобмоточных трансформаторов по осям D и Q происходит через контуры ротора d и q из-за ЭДС вращения. Но ЭДС вращения сдвинута по фазе относительно трансформаторной ЭДС на 90° ; поэтому для

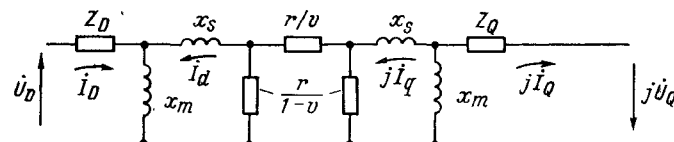


Рис. 1-8. Преобразованная схема замещения неявнополюсной электрической машины переменного тока

согласования падений напряжений в схеме замещения необходимо токи в контурах q и Q также повернуть на 90° , т. е. умножить на j .

Если звезду активных сопротивлений на рис. 1-7 преобразовать в треугольник по известным формулам, то получим схему замещения двухфазной асинхронной машины, изображенную на рис. 1-8.

1-3. Исключение неизвестных токов из уравнений ЭДС

При определении токов и момента в электрических машинах переменного тока в некоторых случаях целесообразно уменьшить число неизвестных токов путем исключения их из уравнений ЭДС. Так, например, для асинхронного тахогенератора (см. § 7-4) нет необходимости вычислять токи в короткозамкнутом роторе, а при расчете механических характеристик управляемого двигателя — токи в статоре. Исключение токов статора или ротора наиболее просто выполняется при матричной форме уравнений ЭДС. Уравнение ЭДС обобщенной электрической машины запишем в развернутом виде

$$\begin{matrix} & D & Q & d & q \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D + jx_D & 0 & jx_{mD} & 0 \\ 0 & r_Q + jx_Q & 0 & jx_{mQ} \\ jx_{mD} & -vx_{mQ} & r + jx_d & -vx_q \\ vx_{mD} & jx_{mQ} & vx_d & r + jx_q \end{bmatrix} & \times & \begin{bmatrix} \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \\ \dot{U}_d \\ \dot{U}_q \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (1-20)$$

Введем двухмерные векторы токов и напряжений статора и ротора и матрицы сопротивлений в соответствии с разделением, выполненным штриховыми линиями в уравнении (1-20):

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \begin{bmatrix} \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \end{bmatrix}; \quad \dot{I}_2 = \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix}; \quad \dot{U}_1 = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \end{bmatrix}; \quad \dot{U}_2 = \begin{bmatrix} \dot{U}_d \\ \dot{U}_q \end{bmatrix}; \\ Z_1 &= \begin{matrix} D & Q \\ Q & \end{matrix} \begin{bmatrix} r_D + jx_D & 0 \\ 0 & r_Q + jx_Q \end{bmatrix}; \quad Z_2 = \begin{matrix} D & Q \\ Q & \end{matrix} \begin{bmatrix} jx_{md} & 0 \\ 0 & jx_{mq} \end{bmatrix}; \\ Z_3 &= \begin{matrix} D & Q \\ Q & \end{matrix} \begin{bmatrix} jx_{md} & -vx_{mq} \\ vx_{md} & jx_{mq} \end{bmatrix}; \quad Z_4 = \begin{matrix} d & q \\ q & \end{matrix} \begin{bmatrix} r + jx_d & -vx_q \\ vx_d & r + jx_q \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Тогда уравнение (1-20) запишем в виде двух матричных уравнений

$$\left. \begin{aligned} Z_1 \dot{I}_1 + Z_2 \dot{I}_2 &= \dot{U}_1; \\ Z_3 \dot{I}_1 + Z_4 \dot{I}_2 &= \dot{U}_2, \end{aligned} \right\} \quad (1-21)$$

которые могут быть сведены к одному уравнению относительно токов статора или ротора.

Исключим токи статора. Из первого уравнения (1-21) находим

$$\dot{I}_1 = Z_1^{-1} \dot{U}_1 - Z_1^{-1} Z_2 \dot{I}_2,$$

где Z_1^{-1} — матрица, обратная по отношению к Z_1 .

Подставляя вектор тока $\dot{I}_1$ во второе уравнение (1-21), получим

$$(Z_4 - Z_3 Z_1^{-1} Z_2) \dot{I}_2 = \dot{U}_2 - Z_3 Z_1^{-1} \dot{U}_1$$

или

$$Z_4' \dot{I}_2 = \dot{U}_2', \quad (1-22)$$

где $Z_4' = Z_4 - Z_3 Z_1^{-1} Z_2$ — матрица переходных сопротивлений ротора; $\dot{U}_2' = \dot{U}_2 - Z_3 Z_1^{-1} \dot{U}_1$ — новый вектор приложенных к ротору напряжений.

Используя выражения для Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 , получим для определения токов ротора матричное уравнение

$$\begin{matrix} d & q \\ q & \end{matrix} \begin{bmatrix} r + jx_d(j) & -vx_q(j) \\ vx_d(j) & r + jx_q(j) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_d + \dot{E}_d + jv\dot{E}_q \\ \dot{U}_q + \dot{E}_q - jv\dot{E}_d \end{bmatrix}, \quad (1-23)$$

где $x_d(j) = x_d - \frac{jx_{md}^2}{r_D + jx_D}$; $x_q(j) = x_q - \frac{jx_{mq}^2}{r_Q + jx_Q}$ — переходные сопротивления фазы ротора по продольной и поперечной осям; $\dot{E}_d = \frac{-jx_{md}}{r_D + jx_D} \dot{U}_D$, $\dot{E}_q = \frac{-jx_{mq}}{r_Q + jx_Q} \dot{U}_Q$ — трансформаторные ЭДС, ин-

дуцируемые в фазах ротора (здесь и в дальнейшем индекс «тр» у трансформаторной ЭДС будем для упрощения записи опускать); $jv\dot{E}_q$, $-jv\dot{E}_d$ — ЭДС вращения.

Уравнение (1-23) показывает, что после исключения токов статора вид уравнений ЭДС для ротора не изменился. Однако параметры ротора стали переходными, они определяются с учетом воздействия короткозамкнутых контуров статора. Кроме того, в цепях ротора появились трансформаторные ЭДС и ЭДС вращения, которые индуцировались бы в роторе при разомкнутых его обмотках. Электрическая схема полученной двухобмоточной машины представлена на рис. 1-9. Рассмотренное преобразование является аналогом известной из теории электрических цепей теоремы об эквивалентном источнике тока.

Можно показать, что после исключения токов статора выражение для момента также сохраняет свой вид

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}(\dot{I}_2^* \dot{B}_2); \quad (1-24)$$

здесь $\dot{B}_2$ — вектор индукции, составляющие которого получаются из матричного уравнения $Z_4' \dot{I}_2 - \dot{U}_2' = 0$ как члены, содержащие множитель v . Из уравнения (1-23) находим

$$\dot{B}_2 = \begin{bmatrix} -x_q(j) \dot{I}_q - j\dot{E}_q \\ x_d(j) \dot{I}_d + j\dot{E}_d \end{bmatrix}.$$

Подставляя в (1-24) значения $\dot{I}_2^*$ и $\dot{B}_2$, получаем

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}[-j\dot{E}_d \dot{I}_d + j\dot{E}_d \dot{I}_q - x_q(j) \dot{I}_q \dot{I}_d + x_d(j) \dot{I}_d \dot{I}_q]. \quad (1-25)$$

Аналогично производится исключение токов ротора, и уравнение для контуров статора принимает вид

$$Z_1' \dot{I}_1 = \dot{U}_1', \quad (1-26)$$

где $Z_1' = Z_1 - Z_2 Z_4^{-1} Z_3$ — матрица переходных сопротивлений статора; $\dot{U}_1' = \dot{U}_1 - Z_2 Z_4^{-1} \dot{U}_2$ — вектор приложенных напряжений.

В качестве примера исключим токи ротора из уравнений ЭДС неявнополюсной электрической машины с короткозамкнутым симметричным ротором, матрица сопротивлений которой определяется формулой (1-16). В этом случае

$$\begin{aligned} Z_1 &= \begin{matrix} D & Q \\ Q & \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & 0 \\ 0 & Z_Q + jx_m \end{bmatrix}; \quad Z_2 = jx_m \begin{matrix} D & Q \\ Q & \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \\ Z_3 &= x_m \begin{matrix} d & q \\ q & \end{matrix} \begin{bmatrix} j & -v \\ v & j \end{bmatrix}; \quad Z_4 = \begin{matrix} d & q \\ q & \end{matrix} \begin{bmatrix} r + jx & -vx \\ vx & r + jx \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

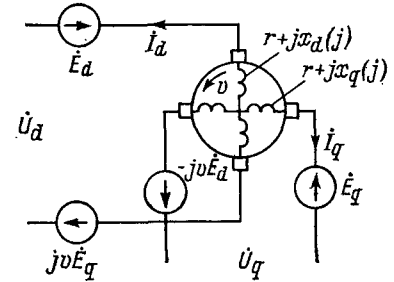


Рис. 1-9. Электрическая схема двухобмоточной машины с исключенными контурами статора

здесь $\dot{B}_2$ — вектор индукции, составляющие которого получаются из матричного уравнения $Z_4' \dot{I}_2 - \dot{U}_2' = 0$ как члены, содержащие множитель v .

Из уравнения (1-23) находим

$$Z_4^{-1} = \frac{1}{(r+ix)^2 - v^2x^2} \begin{matrix} d & q \\ d \begin{bmatrix} r+ix & vx \\ -vx & r+ix \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Подставляя эти выражения в формулы для Z'_1 и U'_1 , получаем

$$Z'_1 = \begin{matrix} D & q \\ D \begin{bmatrix} Z_D + jx_m + x_m^2 \frac{r+j(1-v^2)x}{(r+ix)^2 + v^2x^2} & \frac{jx_m^2rv}{(r+ix)^2 + v^2x^2} \\ \frac{-jx_m^2rv}{(r+ix)^2 + v^2x^2} & Z_Q + jx_m + x_m^2 \frac{r+j(1-v^2)x}{(r+ix)^2 + v^2x^2} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$U'_1 = \dot{U} = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \end{bmatrix}$$

1-4. Преобразование уравнений ЭДС и момента

Уравнения ЭДС и момента большинства электрических машин можно получить из уравнений ЭДС обобщенной машины путем стандартной операции — преобразования токов обобщенной машины к токам реальной машины. Это преобразование может включать в себя поворот обмоток, соединение их между собой, переход от токов в ветвях к контурным токам, переход к симметричным составляющим и т. п.

Обозначим через C матрицу, определяющую преобразование токов реальной машины i' к токам обобщенной электрической машины i :

$$i = C i' \quad (1-27)$$

Закон преобразования напряжений и матрицы сопротивлений установим из условия инвариантности мощности

$$\dot{U}'^T i' = \dot{U}^T i = \dot{U}^T C i';$$

отсюда

$$\dot{U}'^T = \dot{U}^T C \quad \text{или} \quad \dot{U}' = C^T \dot{U}. \quad (1-28)$$

Преобразуем уравнение ЭДС обобщенной машины в матричной форме

$$\dot{U} = Z i = Z C i'.$$

Умножив левую и правую части уравнения на матрицу C^T , получим

$$\dot{U}' = Z' i',$$

где

$$Z' = C^T Z C. \quad (1-29)$$

Формулы (1-28) и (1-29) определяют искомый закон преобразования вектора напряжений и матрицы сопротивлений. В том случае, когда матрица C содержит комплексные числа, например при переходе к симметричным составляющим, формулы преобразования вектора напряжений и матрицы сопротивлений имеют вид:

$$\dot{U}' = \dot{C}^* \dot{U}; \quad Z' = \dot{C}^* Z C. \quad (1-30)$$

Совершенно аналогично преобразуется вектор индукции $\dot{B}$ и матрица момента G , которая состоит из элементов матрицы сопротивления Z , имею-

щих в качестве множителя угловую скорость ротора $\omega_p = v\omega$:

$$\dot{B}' = \dot{C}^* \dot{B}; \quad G' = \dot{C}^* G C. \quad (1-31)$$

Выражение для момента через новые токи сохраняет свой вид

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}(\dot{I}'^* \dot{B}') = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}(\dot{I}'^* \dot{G}' \dot{I}'). \quad (1-32)$$

В качестве примера рассмотрим работу репульсионного двигателя в установившемся режиме. Схемы двигателя (а) и соответствующей ему модели обобщенной машины (б) представлены на рис. 1-10.

Матрица преобразования токов

$$C = \begin{matrix} D & n \\ D \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha \end{bmatrix} \end{matrix}$$

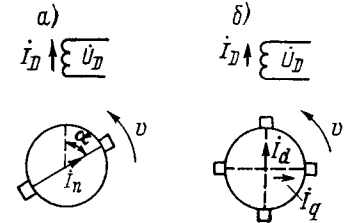


Рис. 1-10. Схема репульсионного двигателя

Матрицу сопротивлений обобщенной машины получим из выражения (1-16), опустив строку и столбец, соответствующие контуру Q :

$$Z = \begin{matrix} D & d & q \\ D \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & jx_m & 0 \\ jx_m & r + jx & -vx \\ vx_m & vx & r + jx \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Матрицу сопротивлений репульсионного двигателя найдем по формуле

$$Z' = C^T Z C.$$

Выполняя вычисления, получаем

$$ZC = \begin{matrix} D & n \\ D \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & jx_m \cos \alpha \\ jx_m & (r + jx) \cos \alpha - vx \sin \alpha \\ vx_m & vx \cos \alpha + (r + jx) \sin \alpha \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z' = C^T ZC = \begin{matrix} D & n \\ n \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & jx_m \cos \alpha \\ x_m (j \cos \alpha + v \sin \alpha) & r + jx \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Для определения токов репульсионного двигателя найдем обратную матрицу

$$(Z')^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{matrix} D & n \\ n \begin{bmatrix} r + jx & -jx_m \cos \alpha \\ -x_m (j \cos \alpha + v \sin \alpha) & Z_D + jx_m \end{bmatrix} \end{matrix},$$

где Δ — определитель матрицы Z' .

Отсюда

$$i' = (Z')^{-1} \dot{U}' = \frac{\dot{U}_D}{\Delta} \begin{matrix} D & n \\ n \begin{bmatrix} r + jx \\ -x_m (j \cos \alpha + v \sin \alpha) \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Выражение для момента найдем по формуле (1-32), в которой $G' = x_m \sin \alpha$.

Подставляя сюда токи i_D и i_n , получаем

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} (\dot{I}_n x_m \sin \alpha \dot{I}_D) = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} \left[\frac{\dot{U}_D x_m (j \cos \alpha - v \sin \alpha)}{\Delta^*} \times \right. \\ \left. \times x_m \sin \alpha \frac{(r + jx) \dot{U}_D}{\Delta} \right] = \frac{U_D^2 x_m^2 \sin \alpha}{\omega |\Delta|^2} \operatorname{Re} [(j \cos \alpha - v \sin \alpha)(r + jx)].$$

Таким образом, окончательно имеем

$$M = - \frac{U_D^2 x_m^2 \sin \alpha}{\omega |\Delta|^2} (x \cos \alpha + rv \sin \alpha).$$

Знак минус означает, что для положения щеток, указанного на рис. 1-10, a , момент двигателя направлен в сторону, противоположную принятому направлению вращения ротора.

1-5. Неявнополюсная четырехобмоточная электрическая машина с малой асимметрией магнитопровода

Погрешности высокоточных электрических микромашин: вращающихся трансформаторов, сельсинов, асинхронных тахогенераторов, двухфазных управляемых двигателей и др. — существенно зависят от асимметрии магнитопровода, появляющейся от неточности изготовления машины. Для приближенной количественной оценки этой зависимости рассмотрим электромагнитные соотношения в машине с асимметричным магнитопроводом при условии, что асимметрия невелика.

Физическая модель машины. В симметричной идеализированной неявнополюсной машине магнитная проводимость λ_0 , соответствующая воздушному зазору и магнитопроводам статора и ротора, постоянна и не зависит от выбора оси, вдоль которой она определяется. В несимметричной машине, имеющей неравномерный зазор, короткозамкнутые витки в магнитопроводе, асимметрию в магнитных свойствах пакетов и т. п., магнитная проводимость λ не остается постоянной. При малой асимметрии ее можно представить в виде

$$\lambda = \lambda_0 (1 + \Delta \lambda),$$

где $\Delta \lambda$ — относительное изменение магнитной проводимости, обусловленное малой асимметрией, которое зависит от выбора направления НС обмотки.

Введем для машины систему координат d и q , совпадающую с осями обмоток статора, и определим магнитные проводимости по этим осям λ_d и λ_q при наличии произвольной, но малой асимметрии магнитопровода (рис. 1-11). Положим, что по оси d действует НС $F_d = 1$ А; создаваемый ею магнитный поток представим в виде

$$\Phi = \Phi_d + \Delta \Phi_d + \Delta \Phi_{dq},$$

где Φ_d — магнитный поток симметричной машины; $\Delta \Phi_d$ и $\Delta \Phi_{dq}$ — добавочные магнитные потоки, появляющиеся по осям d и q вследствие магнитной асимметрии.

Соответственно магнитную проводимость по оси d можно представить в виде

$$\lambda_d = \Phi / F_d = \lambda_0 (1 + \Delta \lambda_d + \Delta \lambda_{dq}), \quad (1-33)$$

где $\Delta \lambda_d$ — относительное изменение магнитной проводимости по оси d ;

$\Delta \lambda_{dq}$ — относительное изменение магнитной проводимости взаимной индукции d и q из-за асимметрии магнитопровода. Аналогично определяется магнитная проводимость по оси q

$$\lambda = \Phi / F_q = \lambda_0 (1 + \Delta \lambda_q + \Delta \lambda_{qd}); \quad (1-34)$$

очевидно, что $\Delta \lambda_{dq} = \Delta \lambda_{qd}$.

Сформулируем основные допущения для физической модели неявнополюсной электрической машины с малой асимметрией магнитопровода;

1) магнитные свойства магнитопровода характеризуются проводимостью λ_0 симметричной машины и относительными изменениями комплексных магнитных проводимостей $\Delta \lambda_d$, $\Delta \lambda_q$, $\Delta \lambda_{dq}$, зависящими от асимметрии магнитопровода, выбора осей d и q и угла поворота ротора;

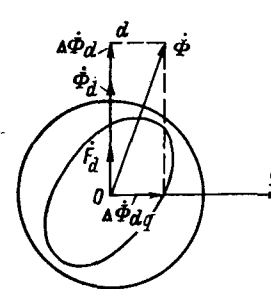


Рис. 1-11. Магнитные потоки в электрической машине при асимметрии магнитопровода

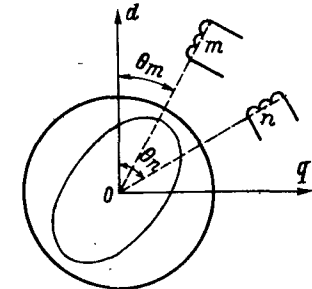


Рис. 1-12. Электрическая схема асимметричной машины с произвольно расположенными обмотками статора

2) на статоре и роторе машины расположены две взаимно перпендикулярные, синусоидально распределенные обмотки;

3) параметры обмоток постоянны и не зависят от углового положения ротора;

4) все приложенные напряжения и токи являются синусоидальными функциями времени; это позволяет все величины, характеризующие электромагнитные процессы, изображать в виде комплексных величин.

Матрица индуктивностей. Определим комплексную взаимную индуктивность двух произвольных обмоток m и n , составляющие углы θ_n и θ_m с осью d (рис. 1-12).

Пусть по обмотке n протекает ток 1 А; тогда составляющие НС, магнитных потоков и потокоцеплений по осям d и q с учетом формул (1-33) и (1-34) можно записать в виде:

По оси d	По оси q
$F_n \dots w_n \cos \theta_n$	$w_n \sin \theta_n$
$\Phi_n \dots \lambda_0 [(1 + \Delta \lambda_d) \cos \theta_n +$	$\lambda_0 [(1 + \Delta \lambda_q) \sin \theta_n +$
$+ \Delta \lambda_{dq} \sin \theta_n] w_n$	$+ \Delta \lambda_{dq} \cos \theta_n] w_n$
$\Psi_m \dots \lambda_0 w_m w_n [(1 + \Delta \lambda_d) \times$	$\lambda_0 w_m w_n [(1 + \Delta \lambda_q) \times$
$\times \cos \theta_n \cos \theta_m + \Delta \lambda_{dq} \sin \theta_n \cos \theta_m]$	$\times \sin \theta_n \sin \theta_m + \Delta \lambda_{dq} \cos \theta_n \sin \theta_m]$

Отсюда находим комплексную взаимную индуктивность обмоток m и n .

$$L_{mn} = L_0 [(1 + \Delta \dot{\lambda}_d) \cos \theta_m \cos \theta_n + (1 + \Delta \dot{\lambda}_q) \sin \theta_m \sin \theta_n + \Delta \dot{\lambda}_{dq} \sin (\theta_m + \theta_n)], \quad (1-35)$$

где $L_0 = \lambda_0 \omega_m \omega_n$.

Эта формула позволяет записать матрицу взаимных индуктивностей при любом расположении обмоток на статоре и роторе по отношению к осям d и q . Наиболее простой вид матрица взаимных индуктивностей имеет для машины, обмотки которой на статоре и роторе совпадают с осями d и q :

$$\dot{L} = L_0 \begin{bmatrix} D & Q & d & q \\ D & 1 + \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ Q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_q \\ d & 1 + \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & 1 + \Delta \dot{\lambda}_q \end{bmatrix}. \quad (1-36)$$

Уравнения ЭДС, матрицы сопротивлений и проводимостей. Будем считать, что собственные параметры вторичных обмоток одинаковы, а токи и напряжения их приведены к осям D и Q . Уравнение ЭДС при неподвижном роторе запишем в виде

$$(Z_0 + \Delta Z) \dot{I} = \dot{U}, \quad (1-37)$$

где векторы тока и приложенного напряжения

$$\dot{I} = \begin{bmatrix} \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix}; \quad \dot{U} = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \\ \dot{U}_d \\ \dot{U}_q \end{bmatrix};$$

матрица сопротивлений идеализированной машины

$$Z_0 = jx_m \begin{bmatrix} D & Q & d & q \\ D & 1 + \dot{\gamma}_D & 0 & 1 & 0 \\ Q & 0 & 1 + \dot{\gamma}_Q & 0 & 1 \\ d & 1 & 0 & 1 + \dot{\gamma}_a & 0 \\ q & 0 & 1 & 0 & 1 + \dot{\gamma}_a \end{bmatrix};$$

здесь $\dot{\gamma}_D = \frac{r_D + jx_{Ds}}{jx_m}$; $\dot{\gamma}_Q = \frac{r_Q + jx_{Qs}}{jx_m}$ — безразмерные параметры обмоток D и Q ; $\dot{\gamma}_a = \frac{r + jx_s}{jx_m}$ — безразмерный параметр обмотки ротора (якоря).

$$\Delta Z = jx_m \begin{bmatrix} D & Q & d & q \\ D & \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ Q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_q \\ d & \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_d & \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_q & \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \Delta \dot{\lambda}_q \end{bmatrix}$$

— добавочная матрица сопротивлений, появляющаяся вследствие электромагнитной асимметрии магнитопровода и обмоток.

Решение уравнения (1-37) найдем в приближенном виде

$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \Delta \dot{I}, \quad (1-38)$$

где $\dot{I}_0 = Z_0^{-1} \dot{U}$ — ток идеализированной симметричной машины.

Подставляя выражение (1-38) в уравнение (1-37), получаем (пренебрегая произведением $\Delta Z \dot{I}$)

$$Z_0 \Delta \dot{I} + \Delta Z Z_0^{-1} \dot{U} = 0;$$

отсюда

$$\Delta \dot{I} = -Z_0^{-1} \Delta Z Z_0^{-1} \dot{U} = \Delta Y \dot{U}. \quad (1-39)$$

Матрица

$$\Delta Y = -Z_0^{-1} \Delta Z Z_0^{-1} \quad (1-40)$$

может быть названа матрицей проводимости для определения изменений токов в асимметричной машине по сравнению с соответствующими токами в идеализированной машине. Матрица проводимостей идеализированной симметричной машины имеет вид

$$Z_0^{-1} = \frac{1}{jx_m} \begin{bmatrix} D & Q & d & q \\ D & \frac{1 + \dot{\gamma}_a}{\dot{\gamma}_{aD}} & 0 & -\frac{1}{\dot{\gamma}_{aD}} & 0 \\ Q & 0 & \frac{1 + \dot{\gamma}_a}{\dot{\gamma}_{aQ}} & 0 & -\frac{1}{\dot{\gamma}_{aQ}} \\ d & -\frac{1}{\dot{\gamma}_{aD}} & 0 & \frac{1 + \dot{\gamma}_D}{\dot{\gamma}_{aD}} & 0 \\ q & 0 & -\frac{1}{\dot{\gamma}_{aQ}} & 0 & \frac{1 + \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aQ}} \end{bmatrix},$$

где

$$\dot{\gamma}_{aD} = \dot{\gamma}_a + \dot{\gamma}_D + \dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_D; \quad \dot{\gamma}_{aQ} = \dot{\gamma}_a + \dot{\gamma}_Q + \dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_Q.$$

По формуле (1-40) находим матрицу

$$\Delta Y = -\frac{1}{jx_m} \times$$

$$\begin{bmatrix} D & Q & d & q \\ D & \frac{\dot{\gamma}_a^2}{\dot{\gamma}_{aD}^2} \Delta \dot{\lambda}_d & -\frac{\dot{\gamma}_a^2}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_D}{\dot{\gamma}_{aD}^2} \Delta \dot{\lambda}_d & -\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ Q & -\frac{\dot{\gamma}_a^2}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_a^2}{\dot{\gamma}_{aQ}^2} \Delta \dot{\lambda}_q & -\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_D}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aQ}^2} \Delta \dot{\lambda}_q \\ d & \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_D}{\dot{\gamma}_{aD}^2} \Delta \dot{\lambda}_d & -\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_D}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_D^2}{\dot{\gamma}_{aD}^2} \Delta \dot{\lambda}_d & -\frac{\dot{\gamma}_D \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} \\ q & -\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aQ}^2} \Delta \dot{\lambda}_q & -\frac{\dot{\gamma}_D \dot{\gamma}_Q}{\dot{\gamma}_{aD} \dot{\gamma}_{aQ}} \Delta \dot{\lambda}_{dq} & \frac{\dot{\gamma}_Q^2}{\dot{\gamma}_{aQ}^2} \Delta \dot{\lambda}_q \end{bmatrix}. \quad (1-41)$$

Приведенные выражения позволяют по известным относительным изменениям магнитных проводимостей определить токи и ЭДС, появляющиеся в контурах асимметричной машины, и оценить таким образом технологические погрешности, а также связь между различными величинами, характеризующими эти погрешности. Более подробно этот вопрос рассмотрен в § 9-8 для двухполюсных вращающихся трансформаторов.

1-6. Анализ обобщенной электрической машины переменного тока с помощью ЦВМ

Точность результатов исследования определяется рядом факторов: совершенством физической модели (основными допущениями), объективностью и достоверностью исходных данных, возможностями применяемого математического аппарата и т. д. Уточнение физической модели, как правило, приводит к усложнению математической теории (модели) изучаемого объекта или явления. Матричное представление уравнений электрических машин является весьма эффективным средством для анализа их характеристик. Однако с увеличением числа рассматриваемых контуров электрической машины или системы машин резко возрастает трудоемкость решений. Если при записи уравнений желательнее учесть все электрические параметры или некоторую асимметрию машины, то решение в общем виде усложняется еще больше.

Наличие комплексных величин в исходных уравнениях обуславливает комплексный характер получаемых выражений, что ухудшает их обзорность и физическую интерпретацию. Из вышесказанного следует вывод о целесообразности поиска иных методов анализа характеристик электрических машин. Одним из таких методов является численный анализ с применением ЦВМ. Современные вычислительные машины обеспечены большим набором стандартных программ для решения наиболее типичных задач. К таковым относится решение систем алгебраических уравнений с действительными коэффициентами (есть стандартные программы для решения систем линейных уравнений 20-го, 50-го и более высокого порядка). Алгоритмический (входной)

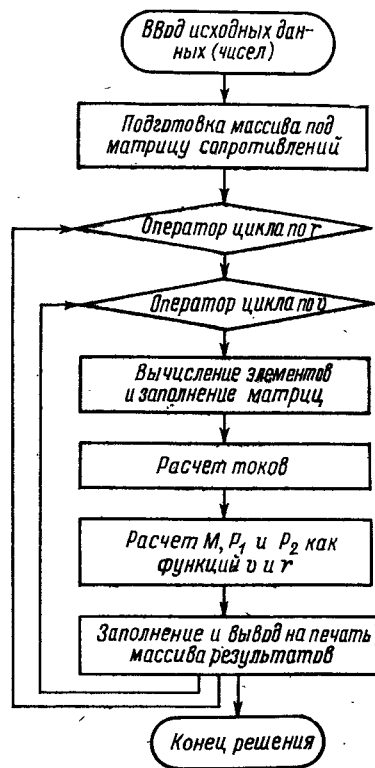


Рис. 1-13. Алгоритм расчета

язык альфа-системы содержит описание действий над комплексными числами и позволяет программировать решение комплексных матричных уравнений, что очень важно для задач электромеханики.

Рассмотрим методику численного анализа с применением ЦВМ на примере следующей задачи: определить зависимость механических характеристик, потребляемой мощности и мощности на валу обобщенной электриче-

ской машины, уравнение которой имеет вид

$$\begin{matrix} & D & Q & d & q \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D + jx_D & 0 & jx_{mD} & 0 \\ 0 & r_Q + jx_Q & 0 & jx_{mQ} \\ jx_{mD} & -vx_{mQ} & r + jx_d & -vx_q \\ vx_{mD} & jx_{mQ} & vx_d & r + jx_q \end{bmatrix} & \times & \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} & = \\ & & & & \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ \dot{U}_Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{matrix} \quad (1-42)$$

от активного сопротивления ротора r . Формулы для вычисления момента M , потребляемой мощности P_1 и мощности на валу P_2 известны, а именно

$$\left. \begin{aligned} M &= \frac{1}{\omega_c} \operatorname{Re}(-x_{mQ} i_d i_q - x_q i_d i_q + x_{mD} i_d i_D + x_d i_q i_d); \\ P_1 &= \operatorname{Re}(\dot{I}_D \dot{U}_D + \dot{I}_Q \dot{U}_Q); \\ P_2 &= M \omega_c v, \end{aligned} \right\} \quad (1-43)$$

где $\omega_c = 2\pi f_1/p$; f_1 — частота питающего напряжения; p — число пар полюсов; v — относительная скорость ротора (в долях синхронной ω_c).

1. Уточнение условий задачи и исходных данных. Для решения задачи численным методом необходимо все величины и коэффициенты в функциональных зависимостях, входящих в математическую модель, выразить через исходные данные. Анализ зависимостей M , P_1 и P_2 от v и r будем проводить при известных электрических параметрах машины и определенных напряжениях $\dot{U}_D$ и $\dot{U}_Q$, т. е. численные значения сопротивлений контуров машины и напряжений должны задаваться как исходные данные. Переменные v и r задаются минимальным значением, максимальным и шагом изменения.

2. Выбор численного метода. Значения M , P_1 и P_2 могут быть вычислены по формулам (1-43), если определить токи из уравнения (1-42). В альфа-системе предусмотрена стандартная программа для вычисления детерминанта матрицы с комплексными элементами. Поэтому токи i_D , i_Q , i_d и i_q наиболее просто находить с помощью детерминантов соответствующих матриц.

3. Алгоритм решения удобно представить в виде схемы (рис. 1-13).

Глава вторая

АНАЛИЗ ДВУХФАЗНЫХ МАШИН МЕТОДОМ СИММЕТРИЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

2-1. Образование вращающегося магнитного поля в двухфазной машине

Рассмотрим неявнополюсную электрическую машину, на статоре которой расположены две обмотки (фазы), оси которых сдвинуты на угол α (рис. 2-1). Положим, что магнитное поле, создаваемое

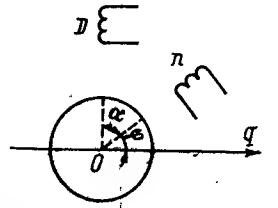
мое каждой из обмоток, имеет синусоидальное распределение в воздушном зазоре, а токи в обмотках сдвинуты по фазе на некоторый угол β .

Выражения для индукции магнитного поля фаз D и n запишем в виде

$$B_D = B_{Dm} \sin \varphi \cos \omega t;$$

$$B_n = B_{nm} \sin (\varphi + \alpha) \cos (\omega t + \beta),$$

где φ — угол по расточке машины, отсчитываемый от линии, перпендикулярной оси фазы D . Разложим пульсирующие поля B_D и B_n на два, бегущих в противоположные стороны.



$$B_D = \frac{1}{2} B_{Dm} \sin (\varphi - \omega t) +$$

$$+ \frac{1}{2} B_{Dm} \sin (\varphi + \omega t);$$

$$B_n = \frac{1}{2} B_{nm} \sin (\varphi - \omega t + \alpha - \beta) +$$

$$+ \frac{1}{2} B_{nm} \sin (\varphi + \omega t + \alpha + \beta)$$

Рис. 2-1. Неявнополюсная электрическая машина с перпендикулярными обмотками статора

и сложим поля, вращающиеся в одном направлении:

$$B = B_D + B_n = B_{fm} \sin (\varphi - \omega t - \gamma) + B_{bm} \sin (\varphi + \omega t + \varepsilon), \quad (2-1)$$

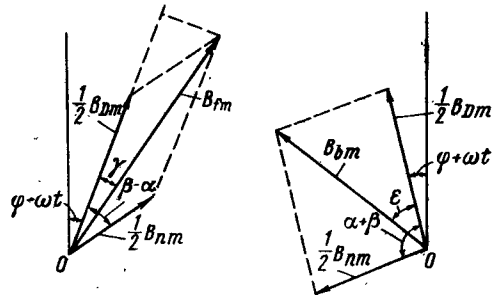


Рис. 2-2. Векторные диаграммы для определения B_f и B_b

где индексом f обозначена индукция поля, вращающегося в прямом направлении (против часовой стрелки), а индексом b — индукция поля, вращающегося в обратном направлении.

Значения B_{fm} , B_{bm} , γ и ε находим из векторных диаграмм, изображенных на рис. 2-2:

$$B_{fm} = \frac{1}{2} [B_{Dm}^2 + B_{nm}^2 + 2B_{Dm}B_{nm} \cos (\beta - \alpha)]^{1/2}, \quad (2-2)$$

$$B_{bm} = \frac{1}{2} [B_{Dm}^2 + B_{nm}^2 + 2B_{Dm}B_{nm} \cos (\beta + \alpha)]^{1/2}; \quad (2-3)$$

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{B_{nm} \sin (\beta - \alpha)}{B_{Dm} + B_{nm} \cos (\beta - \alpha)}; \quad \operatorname{tg} \varepsilon = \frac{B_{nm} \sin (\beta + \alpha)}{B_{Dm} + B_{nm} \cos (\beta + \alpha)}. \quad (2-4)$$

Таким образом, в общем случае при произвольных значениях B_{Dm} , B_{nm} , α и β магнитное поле двухфазной машины состоит из двух полей, вращающихся в противоположные стороны со скоростью $\omega = d\varphi/dt$. Магнитное поле в воздушном зазоре будет круговым, если $B_{bm} = 0$.

Из формулы (2-3) находим условия получения кругового поля

$$B_{Dm} = B_{nm}; \quad \alpha + \beta = \pi. \quad (2-5)$$

Максимальная индукция прямого кругового магнитного поля при этом

$$B_{fm} = \frac{1}{2} B_{Dm} \sqrt{2[1 + \cos (\beta - \alpha)]} = B_{Dm} \cos \frac{\beta - \alpha}{2};$$

угол γ определяется формулой

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\sin (\beta - \alpha)}{1 + \cos (\beta - \alpha)}.$$

Подставляя сюда значение β из (2-5), находим

$$B_{fm} = B_{Dm} \sin \alpha; \quad \operatorname{tg} \gamma = \operatorname{ctg} \alpha. \quad (2-6)$$

Для двухфазных машин со взаимно перпендикулярными обмотками D и Q для получения кругового магнитного поля необходимо

$$B_{Dm} = B_{Qm}; \quad \beta = \alpha = \pi/2. \quad (2-6a)$$

При этом $B_{fm} = B_{Dm}$; $\gamma = 0$.

Если условия (2-5) не выполняются, то конец результирующего вектора индукции магнитного поля описывает эллипс. Действительно, совместим с осью фазы n ось y декартовой системы координат Oyz (рис. 2-3); тогда

$$B_y = B_{nm} \cos (\omega t - \beta) + B_{Dm} \cos \alpha \cos \omega t = B'_{nm} \cos (\omega t - \gamma');$$

$$B_z = B_{Dm} \sin \alpha \cos \omega t = B''_{Dm} \cos \omega t,$$

где γ' — некоторый угол.

Полученные уравнения представляют собой известные из курса математики уравнения эллипса в параметрической форме. Следовательно, в общем случае при любых значениях α и β магнитное поле электрической машины является эллиптическим вращающимся магнитным полем и только в частных случаях, указанных выше, оно превращается в круговое вращающееся магнитное поле.

Очевидно, что справедливо и обратное утверждение: эллиптическое магнитное поле можно разложить на два круговых магнитных поля, вращающихся в противоположные стороны. Совместим оси координат с главными осями эллипса (рис. 2-4). Построим две окружности с радиусами, равными полусумме и полуразности полуосей эллипса

$$B_{fm} = \frac{B_{zm} + B_{ym}}{2}; \quad B_{bm} = \frac{B_{zm} - B_{ym}}{2}. \quad (2-7)$$

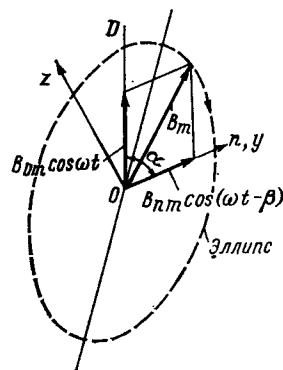


Рис. 2-3. Эллиптическое магнитное поле

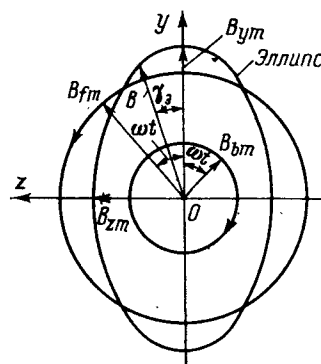


Рис. 2-4. Представление эллиптического магнитного поля в виде двух круговых, вращающихся в противоположные стороны полей

Положим, что вектор B_{fm} вращается против часовой стрелки и является прямым круговым вращающимся полем, а вектор B_{bm} вращается по часовой стрелке и является обратным круговым вращающимся полем. Уравнения этих полей запишем в виде уравнений окружностей в параметрической форме:

для прямого поля

$$B_{fy} = B_{fm} \cos \omega t;$$

$$B_{fz} = B_{fm} \sin \omega t;$$

для обратного поля

$$B_{by} = B_{bm} \cos(-\omega t) = B_{bm} \cos \omega t;$$

$$B_{bz} = B_{bm} \sin(-\omega t) = -B_{bm} \sin \omega t.$$

Составляющие суммарного поля будут

$$B_y = B_{fy} + B_{by} = (B_{fm} + B_{bm}) \cos \omega t;$$

$$B_z = B_{fz} + B_{bz} = (B_{fm} - B_{bm}) \sin \omega t.$$

Исключая отсюда время, получим уравнение эллипса в координатах yz

$$\frac{B_y^2}{(B_{fm} + B_{bm})^2} + \frac{B_z^2}{(B_{fm} - B_{bm})^2} = 1, \quad (2-8)$$

т. е. два круговых вращающихся поля эквивалентны эллиптическому вращающемуся полю.

В заключение найдем угловую скорость вектора индукции эллиптического магнитного поля. Из рис. 2-4 определяем угол γ_s , образуемый вектором B и осью y :

$$\operatorname{tg} \gamma_s = \frac{(B_{fm} - B_{bm}) \sin \omega t}{(B_{fm} + B_{bm}) \cos \omega t} = k_s \operatorname{tg} \omega t,$$

где $k_s = \frac{B_{fm} - B_{bm}}{B_{fm} + B_{bm}}$ — коэффициент эллиптичности магнитного поля.

Отсюда

$$\gamma_s = \operatorname{arctg}(k_s \operatorname{tg} \omega t)$$

и

$$\omega_s = \frac{d\gamma_s}{dt} = \frac{k_s \omega}{1 + k_s^2 \operatorname{tg}^2 \omega t} \cdot \frac{1}{\cos^2 \omega t}.$$

Выполняя элементарные тригонометрические преобразования, получаем

$$\omega_s = \frac{k_s \omega}{1 - (1 - k_s^2) \sin^2 \omega t}. \quad (2-9)$$

Из формулы (2-9) следует, что угловая скорость вектора индукции эллиптического магнитного поля является переменной и изменяется от минимального значения $k_s \omega$ (при $\omega t = 0$ и 180°) до максимального ω/k_s (при $\omega t = 90$ и 270°).

2-2. Метод симметричных составляющих

Для анализа несимметричных режимов электрических машин переменного тока широко применяется метод симметричных составляющих, при котором токи и НС в машине заменяются двумя системами токов и НС прямой и обратной последовательности, образующими круговые магнитные поля с противоположными направлениями вращения. Рассмотрим сущность этого метода применительно к двухфазной неявнополюсной машине с взаимно перпендикулярными обмотками D и Q и симметричным короткозамкнутым ротором (рис. 2-5). Пусть $\dot{F}_D$ и $\dot{F}_Q$ — комплексные НС этих обмоток. Представим эти в общем случае неравные векторы, сдвинутые по фазе на произвольный угол β , каждый в виде суммы двух одинаковых векторов, сдвинутых на 90° (рис. 2-6, а):

$$\dot{F}_D = \dot{F}_{Df} + \dot{F}_{Db}; \quad \dot{F}_Q = \dot{F}_{Qf} + \dot{F}_{Qb};$$

при этом

$$\dot{F}_{Qf} = j\dot{F}_{Df}; \quad \dot{F}_{Qb} = -j\dot{F}_{Db}.$$

Векторы $\dot{F}_{Df}$ и $\dot{F}_{Qf}$ образуют поле, вращающееся против часовой стрелки; они называются составляющими НС прямой последовательности. Векторы $\dot{F}_{Db}$ и $\dot{F}_{Qb}$ образуют поле, вращающееся по часовой стрелке, и называются составляющими НС обратной последовательности. Обозначая для краткости $\dot{F}_{Df} = \dot{F}_f$ и $\dot{F}_{Db} = \dot{F}_b$, приведенные выше выражения записываем в виде

$$\dot{F}_D = \dot{F}_f + \dot{F}_b; \quad \dot{F}_Q = j(\dot{F}_f - \dot{F}_b).$$



Рис. 2-5. Электрическая схема двухфазной неявно-полюсной машины с короткозамкнутым ротором

Отсюда

$$\dot{F}_f = \frac{\dot{F}_D - j\dot{F}_Q}{2}; \quad \dot{F}_b = \frac{\dot{F}_D + j\dot{F}_Q}{2}.$$

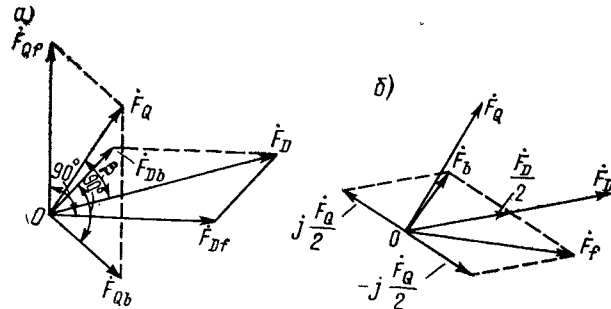


Рис. 2-6. Несимметричная система НС (а) и ее симметричные составляющие (б)

Векторы $\dot{F}_f$ и $\dot{F}_b$ НС прямой и обратной последовательности легко могут быть получены графически, как это указано на рис. 2-6, б. Аналогичные соотношения могут быть получены для токов. Считая параметры обмоток и токи приведенными к фазе D, имеем

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{I}_D - j\dot{I}_Q}{2}; \quad \dot{I}_b = \frac{\dot{I}_D + j\dot{I}_Q}{2}. \quad (2-10)$$

Уравнения напряжений для фаз D и Q запишем в виде

$$\begin{cases} \dot{U}_D = Z_{Df}\dot{I}_{Df} + Z_{Db}\dot{I}_{Db} \\ \dot{U}_Q = Z_{Qf}\dot{I}_{Qf} + Z_{Qb}\dot{I}_{Qb} \end{cases} \quad (2-11)$$

Здесь Z_{Df} , Z_{Db} и Z_{Qf} , Z_{Qb} — сопротивления фаз D и Q соответственно для симметричных токов прямой и обратной последовательности. Они определяются по обычным схемам замещения симметричной индукционной машины (рис. 2-7). Заменяя $\dot{I}_{Df}$ на $\dot{I}_f$, $\dot{I}_{Db}$ на $\dot{I}_b$, $\dot{I}_{Qf}$ на $j\dot{I}_f$ и $\dot{I}_{Qb}$ на $-j\dot{I}_b$, уравнения (2-11) записываем в виде

$$\begin{aligned} Z_{Df}\dot{I}_f + Z_{Db}\dot{I}_b &= \dot{U}_D; \\ -Z_{Qf}\dot{I}_f + Z_{Qb}\dot{I}_b &= j\dot{U}_Q. \end{aligned}$$

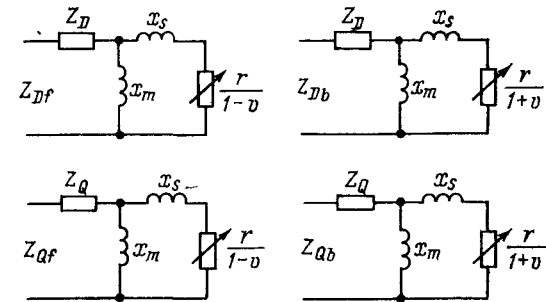


Рис. 2-7. Схемы замещения для определения сопротивлений прямой и обратной последовательности обмоток D и Q

Решая их относительно токов $\dot{I}_f$ и $\dot{I}_b$, находим

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_f &= \frac{Z_{Qb}\dot{U}_D - jZ_{Db}\dot{U}_Q}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf}}; \\ \dot{I}_b &= \frac{Z_{Qf}\dot{U}_D + jZ_{Df}\dot{U}_Q}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qb}}. \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

Электромагнитный момент машины найдем как разность моментов, создаваемых токами прямой и обратной последовательности.

$$M = M_f - M_b = \frac{1}{\omega} (P_{\text{эф}} - P_{\text{об}}), \quad (2-13)$$

где $P_{\text{эф}}$, $P_{\text{об}}$ — мощности, выделяемые в сопротивлениях $\frac{r}{1-v}$ и $\frac{r}{1+v}$ на схемах замещения при прохождении токов прямой и обратной последовательности в контурах ротора. Их можно получить как произведение квадрата тока прямой или обратной последовательности и соответствующего активного сопротивления разветвления схемы замещения:

$$P_{\text{эф}} = 2I_f^2 r_f; \quad P_{\text{об}} = 2I_b^2 r_b;$$

здесь

$$r'_f = \text{Re} \frac{jx_m \left(\frac{r}{1-v} + jx_s \right)}{\frac{r}{1-v} + j(x_m + x_s)}; \quad r'_b = \text{Re} \frac{jx_m \left(\frac{r}{1+v} + jx_s \right)}{\frac{r}{1+v} + j(x_m + x_s)}.$$

Подставив в формулу (2-13), получим

$$M = \frac{2}{\omega} (I_f^2 r'_f - I_b^2 r'_b).$$

В частном случае, когда ротор машины неподвижен ($v = 0$),

$$r'_f = r'_b = \text{Re} \frac{jx_m (r + jx_s)}{r + j(x_m + x_s)} = \frac{x_m^2 r}{r^2 + (x_m + x_s)^2};$$

$$I_f^2 - I_b^2 = \frac{1}{4} [(I_D - jI_Q)(\dot{I}_D + j\dot{I}_Q) - (I_D + jI_Q)(\dot{I}_D - j\dot{I}_Q)] =$$

$$= \frac{1}{2} (\dot{I}_D \dot{I}_Q - \dot{I}_Q \dot{I}_D) = jI_m (\dot{I}_D \dot{I}_Q) = I_D I_Q \sin \beta$$

(где β — фазовый сдвиг между токами в обмотках D и Q), найдем выражение для пускового момента

$$M_{\Pi} = \frac{2x_m^2 r}{\omega [r^2 + (x_m + x_s)^2]} I_D I_Q \sin \beta. \quad (2-14)$$

Выражения токов (2-12), найденные методом симметричных составляющих, можно получить из уравнений ЭДС обобщенной машины в осях d и q , имеющей матрицу сопротивлений Z (1-16), если рассматривать переход к симметричным составляющим как преобразование координат. Действительно, из выражений (2-10) находим

$$\dot{I}_D = \dot{I}_f + \dot{I}_b; \quad \dot{I}_Q = j(\dot{I}_f - \dot{I}_b).$$

Аналогичные соотношения запишем для контуров ротора. Тогда матрица преобразования токов примет вид

$$C = \begin{matrix} & \begin{matrix} f_c & b_c & f_p & b_p \end{matrix} \\ \begin{matrix} D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ j & -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & j & -j \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Для того чтобы отличать токи прямой и обратной последовательности статора и ротора, им присвоены индексы «с» и «р». Согласно общим законам преобразования координат получим уравнения ЭДС в осях f_c , b_c , f_p , b_p :

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} f_c & b_c & f_p & b_p \end{matrix} \\ \begin{matrix} f_c \\ b_c \\ f_p \\ b_p \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_D + jx_m + \frac{Z}{2} & -\frac{Z}{2} & jx_m & 0 \\ -\frac{Z}{2} & Z_D + jx_m + \frac{Z}{2} & 0 & jx_m \\ jx_m(1-v) & 0 & r + jx(1-v) & 0 \\ 0 & jx_m(1+v) & 0 & r + jx(1+v) \end{bmatrix} \end{matrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \dot{I}_{fc} \\ \dot{I}_{bc} \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{I}_{bp} \end{bmatrix} = \begin{matrix} f_c & b_c \\ f_p & b_p \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_D - j\dot{U}_Q \\ \dot{U}_D + j\dot{U}_Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

где $Z = Z_Q - Z_D$, $x = x_m + x_s$.

Разделив 1-е и 2-е уравнения на 2, а 3-е и 4-е — соответственно на $2(1-v)$ и на $2(1+v)$, находим

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} f_c & b_c & f_p & b_p \end{matrix} \\ \begin{matrix} f_c \\ b_c \\ f_p \\ b_p \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_D + jx_m + \frac{Z}{2} & -\frac{Z}{2} & jx_m & 0 \\ -\frac{Z}{2} & Z_D + jx_m + \frac{Z}{2} & 0 & jx_m \\ jx_m & 0 & \frac{r}{1-v} + jx & 0 \\ 0 & jx_m & 0 & \frac{r}{1+v} + jx \end{bmatrix} \end{matrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \dot{I}_{fc} \\ \dot{I}_{bc} \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{I}_{bp} \end{bmatrix} = \begin{matrix} & \begin{matrix} f_c & b_c \end{matrix} \\ \begin{matrix} f_c \\ b_c \end{matrix} & \begin{bmatrix} \frac{\dot{U}_D - j\dot{U}_Q}{2} \\ \frac{\dot{U}_D + j\dot{U}_Q}{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (2-15)$$

Этим уравнениям соответствует схема замещения, изображенная на рис. 2-8. Заменяя параллельные цепи ротора на рис. 2-8 эквивалентными сопротивлениями и обозначая

$$Z_{Df} = Z_D + \frac{jx_m \left(jx_s + \frac{r}{1-v} \right)}{jx + \frac{r}{1-v}} \text{ — сопротивление прямой последователь-$$

$$\text{ности фазы } D; \quad Z_{Db} = Z_D + \frac{jx_m \left(jx_s + \frac{r}{1+v} \right)}{jx + \frac{r}{1+v}} \text{ — сопротивление обратной}$$

последовательности фазы, получим более простую схему замещения асинхронной машины (рис. 2-9). Этой схеме соответствует система уравнений

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} f_c & b_c \end{matrix} \\ \begin{matrix} f_c \\ b_c \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_{Df} + \frac{Z}{2} & -\frac{Z}{2} \\ -\frac{Z}{2} & Z_{Db} + \frac{Z}{2} \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_{fc} \\ \dot{I}_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{U}_D - j\dot{U}_Q \\ \dot{U}_D + j\dot{U}_Q \end{bmatrix}, \quad (2-16)$$

которую можно получить формальным образом из уравнений (2-15) путем исключения токов ротора.

Решая уравнения (2-16) относительно токов i_{fc} и i_{bc} , получаем

$$i_{fc} = \frac{\dot{U}_D(Z_{Db} + Z) - j\dot{U}_Q Z_{Db}}{2Z_{Df}Z_{Db} + Z(Z_{Df} + Z_{Db})};$$

$$i_{bc} = \frac{\dot{U}_D(Z_{Df} + Z) + j\dot{U}_Q Z_{Df}}{2Z_{Df}Z_{Db} + Z(Z_{Df} + Z_{Db})}.$$

Но $Z_{Df} + Z = Z_Q + \frac{jx_m \left(jx_s + \frac{r}{1-v} \right)}{jx + \frac{r}{1+v}}$ — сопротивление прямой по-

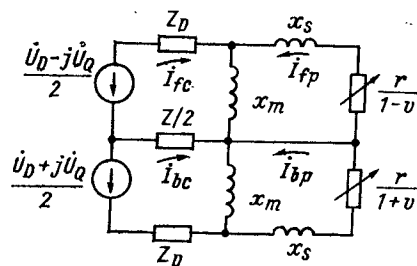


Рис. 2-8. Схема замещения двухфазной неявнополюсной машины

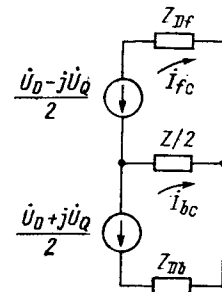


Рис. 2-9. Упрощенная схема замещения двухфазной асинхронной машины

следовательно фазы Q; $Z_{Db} + Z = Z_Q + \frac{jx_m \left(jx_s + \frac{r}{1+v} \right)}{jx + \frac{r}{1+v}}$ — со-

противление обратной последовательности фазы Q, а

$$2Z_{Df}Z_{Db} + Z(Z_{Df} + Z_{Db}) = Z_{Df}(Z_{Db} + Z) + Z_{Db}(Z_{Df} + Z) = Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf},$$

поэтому

$$\left. \begin{aligned} i_{fc} &= \frac{\dot{U}_D Z_{Qb} - j\dot{U}_Q Z_{Db}}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf}}; \\ i_{bc} &= \frac{\dot{U}_D Z_{Qf} + j\dot{U}_Q Z_{Df}}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf}} \end{aligned} \right\} \quad (2-17)$$

что совпадает с полученными выше выражениями для токов (2-12).

Момент двигателя находим по формуле

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re}(\dot{I}'^T \dot{E}'),$$

где $\dot{E}'$ — вектор, составляющие которого равны коэффициентам при v в выражении $Z'j'$. Получим

$$\begin{aligned} M &= \frac{2}{\omega} \operatorname{Re}[\dot{I}_{fp}(-jx_m \dot{I}_{fc} - jx_m \dot{I}_{fp}) + \dot{I}_{bp}(jx_m \dot{I}_{bc} + jx_m \dot{I}_{bp})] = \\ &= \frac{2x_m}{\omega} \operatorname{Re}(-j\dot{I}_{fp}\dot{I}_{fc} + j\dot{I}_{bp}\dot{I}_{bc}). \end{aligned} \quad (2-18)$$

Из (2-15) имеем

$$\dot{I}_{fp} = \frac{-j\dot{I}_{fc}x_m}{jx + \frac{r}{1-v}}; \quad \dot{I}_{bp} = \frac{-j\dot{I}_{bc}x_m}{jx + \frac{r}{1+v}}.$$

Подставляя в формулу (2-18), находим

$$\begin{aligned} M &= \frac{2}{\omega} \left[\dot{I}_{fc}^2 \frac{x_m^2 \frac{r}{1-v}}{x^2 + \left(\frac{r}{1-v} \right)^2} - \dot{I}_{bc}^2 \frac{x_m^2 \frac{r}{1+v}}{x^2 + \left(\frac{r}{1+v} \right)^2} \right] = \\ &= \frac{2}{\omega} [\dot{I}_{fc}^2 \operatorname{Re}(z_{Df} - z_D) - \dot{I}_{bc}^2 \operatorname{Re}(z_{Db} - z_D)]. \end{aligned} \quad (2-19)$$

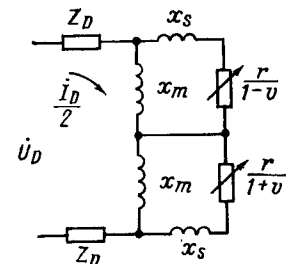


Рис. 2-10. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

Если в сеть включена только одна обмотка D, а вторая обмотка Q разомкнута ($Z_Q = \infty$), то асинхронная машина работает в режиме однофазного двигателя. Соответствующая этому режиму работы схема замещения получится из рис. 2-8 при $\dot{U}_Q = 0$ и $Z = \infty$. Она изображена на рис. 2-10.

В том случае, когда фазы D и Q не перпендикулярны, а смещены на некоторый угол α (см. рис. 2-1), формулы для НС прямой и обратной последовательности имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_f &= \frac{\dot{F}_D}{2} + e^{-j\alpha} \frac{\dot{F}_n}{2}; \\ \dot{F}_b &= \frac{\dot{F}_D}{2} + e^{j\alpha} \frac{\dot{F}_n}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2-20)$$

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_D &= -\frac{j}{\sin \alpha} (\dot{F}_f e^{j\alpha} - \dot{F}_b e^{-j\alpha}); \\ \dot{F}_n &= \frac{j}{\sin \alpha} (\dot{F}_f - \dot{F}_b) \end{aligned} \right\} \quad (2-21)$$

Соответственно этому матрица преобразования для токов статора имеет вид

$$C_1 = \begin{matrix} & f_c & b_c \\ D & \begin{bmatrix} \frac{je^{j\alpha}}{\sin \alpha} & \frac{je^{-j\alpha}}{\sin \alpha} \\ \frac{j}{\sin \alpha} & \frac{-j}{\sin \alpha} \end{bmatrix} \\ n \end{matrix}$$

Матрица сопротивлений такой машины получается по общему правилу и в осях, связанных с обмотками статора, имеет вид

$$Z = \begin{matrix} & D & n & d & q \\ D & Z_D + jx_m & jx_m \cos \alpha & jx_m & 0 \\ n & jx_m \cos \alpha & Z_n + jx_m & jx_m \cos \alpha & jx_m \sin \alpha \\ d & jx_m & jx_m \cos \alpha - vx_m \sin \alpha & r + jx & -vx \\ q & vx_m & vx_m \cos \alpha + jx_m \sin \alpha & vx & r + jx \end{matrix}$$

Для перехода к уравнениям ЭДС симметричных составляющих используем матрицу преобразования для токов

$$C = \begin{matrix} & f_c & b_c & f_p & b_p \\ D & \begin{bmatrix} -\frac{je^{j\alpha}}{\sin \alpha} & \frac{je^{-j\alpha}}{\sin \alpha} \\ \frac{j}{\sin \alpha} & \frac{-j}{\sin \alpha} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ n & & & 0 & 0 \\ d & & & 1 & 1 \\ q & & & j & -j \end{matrix}$$

Новая матрица сопротивлений и вектор напряжений находятся по формулам

$$Z' = \tilde{C}^T Z C; \quad \dot{U}' = \tilde{C}^T \dot{U}.$$

Соответствующие вычисления предлагается читателю выполнить самостоятельно. В результате получаем

$$Z' = \begin{matrix} & f_c & b_c & f_p & b_p \\ f_c & \begin{bmatrix} \frac{Z_D + Z_n}{2 \sin^2 \alpha} + jx_m & -\frac{Z_n + Z_D e^{-j2\alpha}}{2 \sin^2 \alpha} \\ -\frac{Z_n + Z_D e^{j2\alpha}}{2 \sin^2 \alpha} & \frac{Z_D + Z_n}{2 \sin^2 \alpha} + jx_m \end{bmatrix} & jx_m & 0 \\ b_c & & & 0 & jx_m \\ f_p & jx_m (1 - v) & 0 & r + jx(1 - v) & 0 \\ b_p & 0 & jx_m (1 + v) & 0 & r + jx(1 + v) \end{matrix}$$

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Глава третья

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

3-1. Основные типы асинхронных двигателей

Асинхронные двигатели малой мощности общего применения используются для электропривода постоянной скорости вращения, в котором требования по поддержанию скорости сравнительно невелики. В зависимости от вида питающего напряжения и обмотки статора различают трехфазные, двухфазные и однофазные асинхронные двигатели.

Трехфазные асинхронные двигатели имеют на статоре трехфазную распределенную обмотку, ротор двигателя короткозамкнутый (обычно «беличья клетка»). Теория работы этих двигателей при симметричном трехфазном питании изложена в общих курсах электрических машин и в настоящей книге рассмотрена весьма кратко (см. § 3-3). Двухфазные асинхронные двигатели малой мощности с короткозамкнутым ротором обычно используются как конденсаторные двигатели, в которых в одну из фаз включена емкость, обеспечивающая фазовый сдвиг токов в обмотках, близкий к 90°. Такие двигатели питаются от однофазной сети. Для получения малых скоростей ротора иногда применяют асинхронные индукторные двигатели, имеющие трехфазную или двухфазную обмотку на статоре и вторичную однофазную или многофазную обмотку, располагаемую также на статоре. Число пар полюсов этих обмоток выбирается таким образом, чтобы исключить трансформаторную связь между обмотками. Ротор зубчатый, обмоток не имеет и выполняет роль модулятора магнитного поля. Во вторичную обмотку асинхронного индукторного двигателя включается активное сопротивление или емкость. Большинство асинхронных электродвигателей малой мощности выполняется однофазными; они имеют однофазную рабочую обмотку на статоре и короткозамкнутый ротор. При наличии только одной обмотки на статоре и симметричном магнитопроводе однофазный асинхронный двигатель имеет пусковой момент, равный нулю, поэтому для получения пускового момента, отличного от нуля, в двигателе предусмотрена вторая, вспомогательная обмотка на статоре, ось которой сдвинута относительно оси основной обмотки на 90°.

Асинхронные двигатели малой мощности можно разделить на следующие группы:

1) однофазные двигатели с реостатным пуском — включением активного сопротивления во вспомогательную обмотку (фазу) на время пуска;

2) однофазные двигатели с дросселем, включаемым во вспомогательную фазу на время пуска (на практике этот тип машин встречается весьма редко);

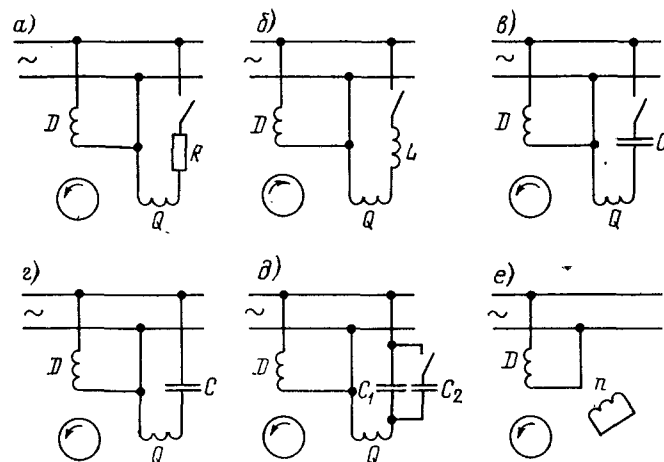


Рис. 3-1. Схемы включения однофазных асинхронных двигателей в сеть: а — с пусковым сопротивлением; б — с пусковым дросселем; в — с пусковым конденсатором; г — с рабочим конденсатором; д — с пусковым и рабочим конденсаторами; е — с экранированным полюсом

3) однофазные двигатели с включением конденсатора во вспомогательную фазу на время пуска;

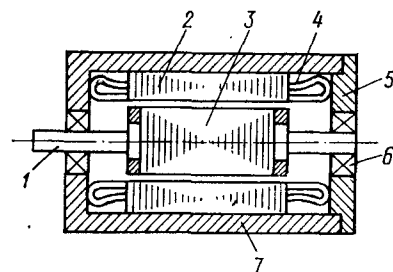


Рис. 3-2. Конструктивная схема асинхронного двигателя
1 — вал; 2 — пакет статора; 3 — короткозамкнутый ротор; 4 — обмотка статора; 5 — подшипниковый щит; 6 — подшипник; 7 — корпус

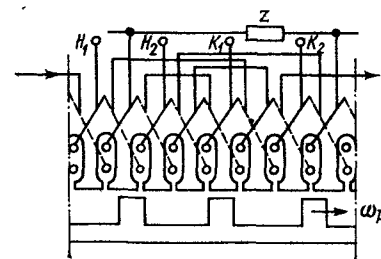


Рис. 3-3. Принципиальная схема асинхронного двигателя с двухзубцовыми обмотками

4) двухфазные конденсаторные двигатели с постоянно включенным рабочим конденсатором; иногда эти двигатели имеют дополнительный пусковой конденсатор, включаемый параллельно рабочему на время пуска;

5) универсальные асинхронные двигатели, рассчитанные для работы как от трехфазной, так и однофазной сети переменного тока;

6) однофазные асинхронные двигатели с экранированными полюсами;

7) асинхронные индукторные двигатели.

На рис. 3-1 даны схемы включения однофазных асинхронных двигателей в сеть. По своей конструкции однофазные асинхронные двигатели (исключение составляют двигатели с экранированными полюсами) выполняются как неявнополюсные электрические машины с распределенными обмотками на статоре; ротор — короткозамкнутый типа «беличья клетка», как правило, со скосом пазов на одно зубцовое деление (рис. 3-2).

У двигателей первых трех типов, имеющих вспомогательную пусковую обмотку, главная фаза занимает $\frac{2}{3}$ всех пазов статора, а вспомогательная обмотка — $\frac{1}{3}$ пазов. Иногда вспомогательная пусковая обмотка частично выполняется бифилярной; такой двигатель не требует внешнего пускового активного сопротивления, его функции выполняет бифилярная часть обмотки. Конденсаторные двигатели имеют на статоре две однотипные обмотки, сдвинутые в пространстве относительно друг друга на 90° . Универсальные асинхронные двигатели имеют симметричную трехфазную обмотку. Асинхронные двигатели с экранированными полюсами выполняются как явнополюсные машины с числом полюсов от двух до восьми. Полюсы имеют пазы, и часть полюса охвачена короткозамкнутым витком, служащим для образования вращающегося поля (см. § 3-8). Асинхронные индукторные двигатели имеют большое число различных модификаций как по форме магнитопровода, так и по схемам обмоток [13]. На рис. 3-3 в качестве примера приведена схема двухфазного асинхронного индукторного двигателя с «двухзубцовыми» обмотками.

3-2. Величины, характеризующие работу асинхронного двигателя

Асинхронные двигатели общего применения работают при номинальных напряжениях и частоте сети, их частота вращения при изменении нагрузки колеблется незначительно: от частоты холостого хода $n_0 \approx n_c = 60 f_1/p$ до номинальной частоты $n_N = (1-s_N) n_c$, где s_N — номинальное скольжение. Зависимость момента, развиваемого двигателем, от частоты вращения имеет вид, представленный на рис. 3-4. Здесь M_p — пусковой момент при $n = 0$; M_N — номинальный момент; $M_{\max}$ — максимальный момент; n_k — критическая частота, соответствующая максимальному моменту.

Основным режимом работы асинхронных двигателей является номинальный режим; он характеризуется следующими данными: номинальной мощностью на валу P_{2N} ; номинальной частотой вращения n_N , об/мин; синхронной частотой поля n_c , об/мин; номи-

нальным током I_N ; КПД в номинальном режиме η_N ; коэффициентом мощности $\cos \varphi_N$.

По приведенным данным можно рассчитать и другие величины: номинальный момент

$$M_N = \frac{P_{2N}}{\omega_{pN}} = \frac{30P_{2N}}{\pi n_N};$$

потребляемую мощность

$$P_{1N} = P_{2N}/\eta_N;$$

номинальное скольжение

$$s_N = 1 - n_N/n_c.$$

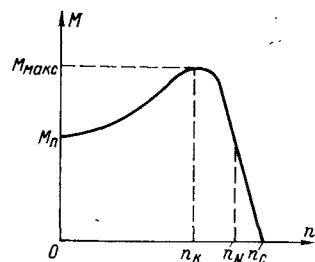


Рис. 3-4. Механическая характеристика трехфазного асинхронного двигателя.

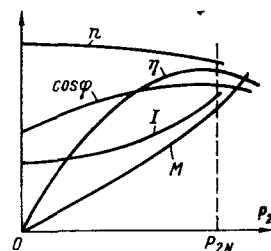


Рис. 3-5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя.

Для приближенной оценки пусковых свойств асинхронного двигателя приводят: кратность пускового тока I_n/I_N ; кратность пускового момента M_n/M_N ; кратность максимального момента, или перегрузочную способность двигателя $M_{\max}/M_N$; максимальную добротность при пуске $M_n/I_{\max}$; момент инерции ротора J .

Свойства двигателя при изменении момента на валу определяются его рабочими характеристиками, которые представляют собой зависимости потребляемого тока I , момента M , частоты вращения n , КПД η и коэффициента мощности $\cos \varphi$ от полезной мощности на валу при $U = U_N$ и $f_1 = f_{1N}$. На рис. 3-5 представлены типовые рабочие характеристики трехфазного асинхронного двигателя малой мощности.

3-3. Асинхронный двигатель в симметричном режиме

Многофазный асинхронный двигатель работает в симметричном режиме, если его обмотки одинаковы, а приложенные напряжения равны по амплитуде и смещены по фазе на угол $2\pi/m$, где m — число фаз.

В трехфазной машине фазовый сдвиг между напряжениями равен 120° , а в двухфазной 90° . Двухфазную машину можно условно рассматривать как машину с четырьмя симметричными обмотками (рис. 3-6), токи в которых смещены по фазе на 90° :

$$\begin{aligned} i_1 &= i_D; & i_2 &= i_Q = j i_D = i_D e^{j\pi/2}; \\ i_3 &= -i_D = i_D e^{j\pi}; & i_4 &= -i_Q = -j i_D = i_D e^{j3\pi/2}. \end{aligned}$$

Отличительная особенность симметричной асинхронной машины состоит в том, что в ней образуется круговое вращающееся магнитное поле и электромагнитные процессы в фазах протекают одинаково, со смещением во времени на угол $2\pi/m$.

Рассмотрим уравнения ЭДС и момента симметричного двухфазного двигателя (рис. 3-7). Напряжение, приложенное к фазе Q , при выбранном направлении вращения ротора опережает напряжение фазы D на 90° , т. е. $\dot{U}_Q = j\dot{U}_D$. Полагая $Z_D = Z_Q$, уравнения ЭДС (2-15), выраженные через симметричные составляющие, запишем в виде (для удобства переставлены местами строки и столбцы b_c и b_p)

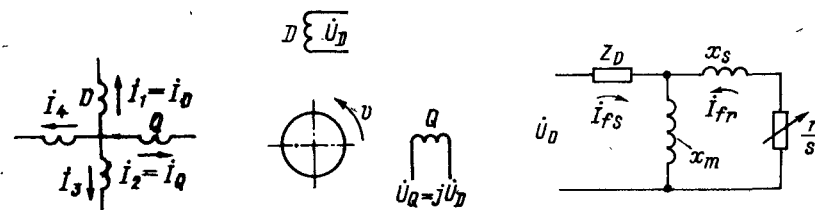


Рис. 3-6. Представление двухфазной машины в виде четырехфазной

Рис. 3-7. Электрическая схема двухфазного асинхронного двигателя

Рис. 3-8. Схема замещения асинхронного двигателя в симметричном режиме

$$\begin{aligned} & \begin{matrix} f_c \\ f_p \\ b_c \\ b_p \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & jx_m & 0 & 0 \\ jx_m & \frac{r}{1-v} + jx & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_D + jx_m & jx_m \\ 0 & 0 & jx_m & \frac{r}{1+v} + jx_m \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} i_{fc} \\ i_{fp} \\ i_{bc} \\ i_{bp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3-1)$$

Как видно из этих уравнений, токи прямой и обратной последовательности в симметричной машине не зависят друг от друга. Поскольку при симметричной системе напряжений напряжение обратной последовательности равно нулю, то и токи, ему соответствующие, также равны нулю: $i_{bc} = i_{bp} = 0$.

Уравнения ЭДС двигателя примут вид

$$\begin{aligned} & \begin{matrix} f_c \\ f_p \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_D + jx_m & jx_m \\ jx_m & \frac{r}{s} + j(x_m + x_s) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{fc} \\ i_{fp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_D \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3-2)$$

где $s = 1 - v$ — скольжение.

Этой системе уравнений соответствует общеизвестная схема замещения асинхронного двигателя, изображенная на рис. 3-8. Токи в фазах статора и ротора равны

$$\left. \begin{aligned} i_{fc} &= \frac{\dot{U}_D}{\Delta} \left[\frac{r}{s} + j(x_m + x_s) \right]; \\ i_{fp} &= -\frac{\dot{U}_D}{\Delta} jx_m; \end{aligned} \right\} \quad (3-3)$$

здесь

$$\Delta = (Z_D + jx_m) \left[\frac{r}{s} + j(x_m + x_s) \right] + x_m^2 = jx_m \left(\frac{r}{s} + jx_s + Z_D \right) + Z_D \left(\frac{r}{s} + jx_s \right)$$

или, если ввести обозначение $\dot{\sigma} = 1 + Z_D/(jx_m)$,

$$\Delta = jx_m \left[\left(\frac{r}{s} + jx_s \right) \dot{\sigma} + Z_D \right].$$

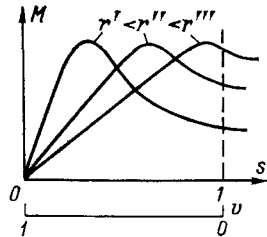


Рис. 3-9. Механические характеристики асинхронного двигателя при различном активном сопротивлении ротора

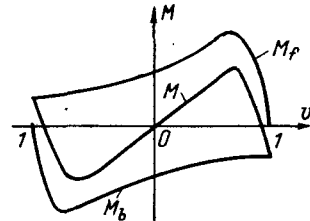


Рис. 3-10. Кривые моментов однофазного асинхронного двигателя

Подставляя эти выражения для токов в формулу момента (2-18), находим

$$M = 2 \frac{U_D^2}{\omega_c} \frac{r/s}{|(r/s + jx_s) \dot{\sigma} + Z_D|^2}. \quad (3-4)$$

Полагая приближенно $\dot{\sigma} = 1 + \frac{r_D + jx_{Ds}}{jx_m} \approx 1 + \frac{x_{Ds}}{x_m} = \sigma$, получим известную из общего курса электрических машин формулу момента симметричного двухфазного асинхронного двигателя

$$M = 2 \frac{U_D^2}{\omega_c} \frac{r/s}{(r_D + \sigma r/s)^2 + (x_{Ds} + \sigma x_s)^2}. \quad (3-5)$$

Скольжение, при котором момент имеет наибольшее значение, называется критическим и находится из условия $dM/ds = 0$:

$$s_k = \frac{\sigma r}{[r_D^2 + (x_{Ds} + \sigma x_s)^2]^{1/2}}. \quad (3-6)$$

Соответствующий ему максимальный момент

$$M_{\max} = \frac{U_D^2}{\omega_c \sigma [r_D + \sqrt{r_D^2 + (x_{Ds} + \sigma x_s)^2}]}. \quad (3-7)$$

Важная особенность этого выражения состоит в том, что максимальный момент симметричного асинхронного двигателя не зависит от активного сопротивления ротора; с изменением активного сопротивления ротора смещается максимум в кривой момента (рис. 3-9).

Зависимости момента двигателя от скольжения можно придать более простую форму, если выразить момент в долях $M_{\max}$. Используя приведенные выше выражения, нетрудно получить

$$\frac{M}{M_{\max}} = 2 \frac{1 + as_k}{s/s_k + s_k/s + 2as_k}, \quad (3-8)$$

где $a = r_D/(s\sigma r)$.

Выражение для момента (3-8) называется формулой Клосса.

3-4. Момент однофазного асинхронного двигателя

При включении в сеть одной обмотки асинхронного двигателя момент на валу образуется только при вращении ротора и направлен он в сторону вращения ротора. Качественно зависимость момента от угловой скорости наиболее просто проследить, исходя из теории вращающихся полей. Разложим пульсирующее магнитное поле однофазного двигателя на два вращающихся в противоположные стороны круговых поля. Кривые моментов, создаваемых каждым из этих полей, рассматривались в предыдущем параграфе; они имеют вид, представленный на рис. 3-10. Результирующий момент двигателя равен разности моментов от прямого и обратного вращающихся полей $M = M_f - M_b$.

Как видно из кривой, результирующий момент равен нулю при неподвижном роторе ($v = 0$); это обуславливает необходимость включения вспомогательной обмотки с фазосдвигающим сопротивлением при пуске двигателя (см. рис. 3-1). Для получения зависимости момента однофазного асинхронного двигателя от его параметров и угловой скорости используем уравнения обобщенной электрической машины (1-23). Для данного случая неявнополюсной машины с одной обмоткой на статоре они имеют вид

$$\begin{matrix} d & q \\ d & q \end{matrix} \begin{bmatrix} r + jx(j) & -vx \\ vx(j) & r + jx \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E} \\ -jv\dot{E} \end{bmatrix}, \quad (3-9)$$

где $r + jx$ — полное сопротивление обмотки ротора при разомкнутой обмотке статора; $r + jx(j)$ — полное сопротивление обмотки ротора при замкнутой накоротко обмотке статора; $\dot{E} = -jx_m \frac{\dot{U}}{r_D + j(x_m + x_{Ds})}$ — ЭДС, индуцируемая в обмотке ротора в режиме холостого хода.

Момент двигателя в соответствии с формулой (1-25) будет

$$M = \frac{1}{\omega_c} \operatorname{Re} [-\dot{I}_d \dot{I}_q x + \dot{I}_q \dot{I}_d x(j) + j \dot{I}_q \dot{E}]. \quad (3-10)$$

Из уравнений (3-9) находим выражения для токов

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{E}}{\Delta} [r + jx(1 - v^2)]; \quad \dot{I}_q = -\frac{\dot{E}}{\Delta} jrv;$$

где

$$\Delta = r^2 + jr(x + x(j)) - xx(j)(1 - v^2).$$

Подставляя выражения для токов в формулу (3-10), получаем

$$M = \frac{1}{\omega_c} \frac{E^2}{|\Delta|^2} rv [x^2(1 - v^2) - r^2]. \quad (3-11)$$

Отсюда видно, что при $v = 0$ момент двигателя равен нулю. В отличие от идеального трехфазного двигателя относительная скорость холостого хода однофазного асинхронного двигателя всегда меньше синхронной и равна $v_0 =$

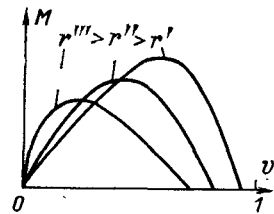


Рис. 3-11. Механические характеристики однофазного асинхронного двигателя при различном активном сопротивлении ротора

$= \sqrt{1 - \frac{r^2}{x^2}}$, а максимальный момент двигателя зависит от активного сопротивления ротора. На рис. 3-11 приведены кривые зависимости момента однофазного двигателя от скорости при различном активном сопротивлении ротора.

Аналогичную формулу момента можно найти из схемы замещения однофазного двигателя, полученной по методу симметричных составляющих и изображенной на рис. 2-10. В этом случае $I_{fc} = I_{bc} = I_D/2$ и согласно формуле (2-19)

$$M = \frac{2}{\omega_c} \frac{I_D^2}{4} \operatorname{Re} \left[\frac{jx_m \left(\frac{r}{1-v} + jx_s \right)}{\frac{r}{1-v} + j(x_m + x_s)} - \frac{jx_m \left(\frac{r}{1+v} + jx_s \right)}{\frac{r}{1+v} + j(x_m + x_s)} \right].$$

Выполняя несложные алгебраические преобразования выражения в квадратных скобках, находим

$$M = \frac{I_D^2}{2\omega_c} \operatorname{Re} \frac{-2x_m r v (x_m + x_s)}{r^2 + 2rj(x_m + x_s) - (x_m + x_s)^2(1 - v^2)}.$$

Освобождаясь от мнимости в знаменателе и обозначая $x_m + x_s = x$, получим

$$M = \frac{I_D^2}{\omega_c} x_m r v \frac{x^2(1 - v^2) - r^2}{[r^2 - x^2(1 - v^2)]^2 + 4r^2x^2}. \quad (3-12)$$

Формулы (3-11) и (3-12) отличаются тем, что в первой момент выражен через ЭДС в режиме холостого хода, а во второй — через ток, потребляемый главной фазой двигателя. Из обеих формул следует, что при $r > x$ однофазная асинхронная машина при малых скоростях работает в тормозном режиме. Расчеты и опыт показывают, что максимальный момент однофазного асинхронного двигателя на 30–40% меньше, чем у трехфазного двигателя, выполненного в тех же габаритах.

3-5. Однофазный двигатель с пусковым сопротивлением

Как указывалось в § 3-1, для получения пускового момента, отличного от нуля, и улучшения пусковых свойств однофазного асинхронного двигателя на статоре размещают вспомогательную обмотку, включаемую в сеть через пусковое сопротивление. В качестве такого сопротивления обычно используют активное сопро-

тивление или емкость; при этом активное сопротивление может быть либо внешним, либо внутренним (за счет выполнения вспомогательной обмотки из провода меньшего сечения или укладки бифилярных витков). Индуктивность в качестве пускового сопротивления применяется сравнительно редко. На рис. 3-12 даны векторные диаграммы токов в фазах двигателя при неподвижном роторе для различных типов пусковых сопротивлений. Как видно из диаграмм, при включении во вспомогательную фазу активного сопротивления или индуктивности фазовый сдвиг между токами и соответственно между НС всегда меньше 90° ; это означает, что образуемое в двигателе магнитное поле является эллиптическим; при включении во

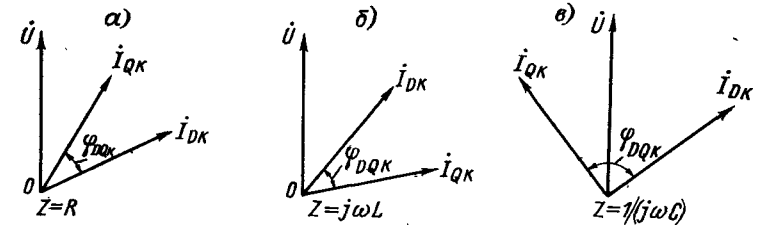


Рис. 3-12. Векторные диаграммы токов однофазного асинхронного двигателя при фазосдвигающем сопротивлении разного типа

вспомогательную фазу емкости можно в принципе подобрать ее значение таким образом, чтобы магнитное поле при пуске было круговым. Выбор способа пуска, значения пускового сопротивления и числа витков вспомогательной и главной фаз в однофазном двигателе представляет собой довольно сложную задачу, которая должна решаться с учетом заданных кратностей пусковых момента и тока, а также экономических затрат при производстве и эксплуатации двигателей.

Рассмотрим более подробно эту задачу для однофазного двигателя, у которого главная фаза занимает в два раза больше пазов, чем вспомогательная, а последовательно со вспомогательной фазой в общем случае включено активное сопротивление r_n и емкость C (рис. 3-13). Пусть $K = \frac{w_Q k_{об Q}}{w_D k_{об D}} \approx \frac{w_Q}{w_D}$ — коэффициент трансформации фаз Q и D (обмоточные коэффициенты $k_{об Q}$ и $k_{об D}$ принимаем равными); $t = S_D/S_Q$ — отношение площадей поперечного сечения проводов обмоток. Используя известные выражения для активного сопротивления обмотки и индуктивного сопротивления рассеяния, можно найти связь между этими параметрами фаз D и Q [21]:

$$r_Q^n = 2Ktr_D; \quad x_{Qs}^n = 2K^2x_{Ds}.$$

Здесь и в дальнейшем индексом сверху обозначены действительные (неприведенные) сопротивления, токи и напряжения фазы Q . Приведенное к фазе D полное сопротивление фазы Q будет

$$Z_Q = \frac{r_Q^n + jx_{Qs}^n + r_n - jx_c}{K^2} = 2 \frac{t}{K} r_D + \frac{r_n}{K^2} + j \left(2x_{Ds} - \frac{x_c}{K^2} \right) \quad (3-13)$$

и, следовательно,

$$Z = Z_Q - Z_D = \left(2 \frac{t}{K^2} - 1\right) r_D + \frac{r_n}{K^2} + j \left(x_{Ds} - \frac{x_C}{K^2}\right). \quad (3-14)$$

Приведенные значения приложенных напряжений:

$$\dot{U}_D = \dot{U}; \quad \dot{U}_Q = \dot{U}/K.$$

Для пускового режима ($v = 0$) сопротивления фаз прямой и обратной последовательности равны между собой:

$$Z_{Df} = Z_{Db} = Z'_D; \quad Z_{Qf} = Z_{Qb} = Z'_D + Z.$$

Подставляя эти значения в формулы (2-17), получим токи

$$\left. \begin{aligned} i_{fc} &= \frac{\dot{U}}{2} \left[\frac{1}{Z'_D} - \frac{j}{K(Z'_D + Z)} \right]; \\ i_{bc} &= \frac{\dot{U}}{2} \left[\frac{1}{Z'_D} + \frac{j}{K(Z'_D + Z)} \right], \end{aligned} \right\} \quad (3-15)$$

а затем по формуле (2-19) при $v = 0$ — пусковой момент

$$M_n = \frac{2U^2 x_m r}{\omega_c (x^2 + r^2) K} (b_1 g_2 + b_2 g_1), \quad (3-16)$$

где $q_1 - jb_1 = 1/Z'_D$ — проводимость главной фазы в пусковом режиме;

$g_2 - jb_2 = \frac{1}{Z'_D + Z}$ — приведенная проводимость вспомогательной фазы в пусковом режиме.

Из формулы (3-16) следует, что, уменьшая коэффициент трансформации K , можно получить необходимое значение пускового момента. Однако следует иметь в виду, что значение K ограничено снизу значением пускового тока.

Отношение общего пускового тока к пусковому току главной фазы

$$\frac{i_n}{i_{Dk}} = 1 + \frac{i_{Qk}}{i_{Dk}} = 1 + \frac{Z'_D}{K(Z'_D + Z)} = 1 + \frac{1}{K(1 + Z/Z'_D)}. \quad (3-17)$$

Совместное решение уравнений (3-16) и (3-17) позволяет найти коэффициент трансформации и пусковое сопротивление. В общем виде эта задача неразрешима; для данного типа пускового сопротивления она может быть решена с помощью ЦВМ.

В том случае, когда параметры фаз D и Q двигателя известны, выбор пусковой емкости и пускового активного сопротивления можно сделать по одному из следующих параметров: максимальному пусковому моменту, максимальной добротности при пуске, заданному пусковому моменту или току.

Рассмотрим эту задачу для пусковых сопротивлений двух типов, применяемых на практике,

$$Z_n = -jx_C = \frac{1}{j\omega_c} \quad \text{и} \quad Z_n = R_n.$$

Емкостное пусковое сопротивление. Пусковые токи в фазах двигателя равны

$$i_{Dk} = \frac{\dot{U}}{R_{Dk} + jx_{Dk}}; \quad i_{Qk} = \frac{\dot{U}}{R_{Qk} + j(x_{Qk} - x_C)},$$

где R_{Dk} , x_{Dk} и R_{Qk} , x_{Qk} — активные и индуктивные сопротивления фаз D и Q , соответствующие режиму короткого замыкания ($s = 1$).

Согласно формуле (2-14) пусковой момент двигателя

$$M_n = K' I_{Dk} I_{Qk}^n \sin \varphi_{DQk},$$

где K' — постоянная величина, зависящая от параметров ротора.

Построим векторную диаграмму токов при пуске двигателя (рис. 3-14). Вектор тока главной фазы I_{Dk} отстает по фазе от напряжения на угол φ_{Dk} , определяемый равенством $\operatorname{tg} \varphi_{Dk} = x_{Dk}/R_{Dk}$.

Конец вектора I_{Qk}^n при изменении сопротивления конденсатора x_C описывает окружность диаметром $|AB| = U/R_{Qk}^n$; сам вектор I_{Qk}^n сдвинут по фазе от напряжения $\dot{U}$ на угол $\varphi_{Qk} =$

$= \arctg \frac{x_{Qk} - x_C}{R_{Qk}^n}$. Для полу-

чения вектора I_{Qk}^n надо отложить вдоль диаметра окружности AB отрезок Ab , пропорциональный R_{Qk}^n , перпендикулярно ему вправо отрезок ba , пропорциональный x_{Qk}^n , и влево — отрезок ad , пропорциональный x_C . Проведя прямую из точки A через точку d до пересечения с окружностью в точке D , получим вектор I_{Qk}^n . Вектор OD равен пусковому току, потребляемому двигателем из сети, $I_n = I_{Dk} + I_{Qk}^n$.

Пусковой момент двигателя пропорционален $I_{Qk}^n \sin \varphi_{DQk}$, т. е. длине перпендикуляра, опущенного из конца вектора I_{Qk}^n на вектор I_{Dk} . Максимальный момент соответствует такому емкостному сопротивлению x_C , при котором этот перпендикуляр проходит через центр окружности O_1 , что соответствует точке C на круговой диаграмме. При этом

$$\varphi_{DQk} = \frac{\pi}{2} - \gamma = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{Dk} \right) = \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi_{Dk}}{2} < \frac{\pi}{2}.$$

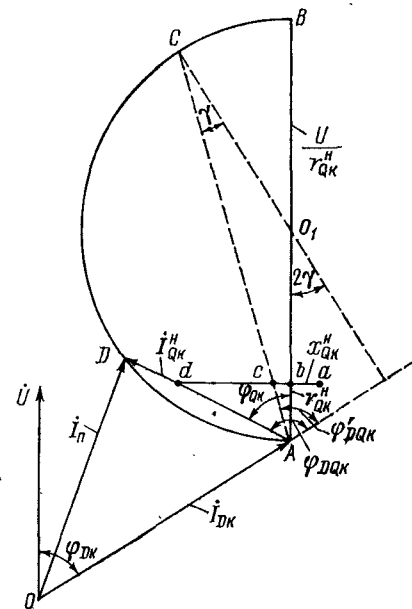


Рис. 3-14. Векторная диаграмма токов однофазного двигателя с пусковой емкостью

Это означает, что при максимальном моменте магнитное поле двигателя является эллиптическим. Емкостное сопротивление пропорционально отрезку ac и равно

$$x_C = x_{O_K}^H + R_{O_K}^H \operatorname{tg} \gamma = x_{O_K}^H + R_{O_K}^H \operatorname{tg} (\pi/4 - \varphi_{DK}/2).$$

Если при пуске необходимо обеспечить максимальное отношение M_n/I_n (максимальную добротность), это требование соответствует такой точке круговой диаграммы, в которой вектор I_n касается окружности. Пусковая емкость в этом случае меньше, чем при максимальном моменте, так как соответствующее ей емкостное сопротивление (отрезок ad) больше. В общем случае при любом ус-

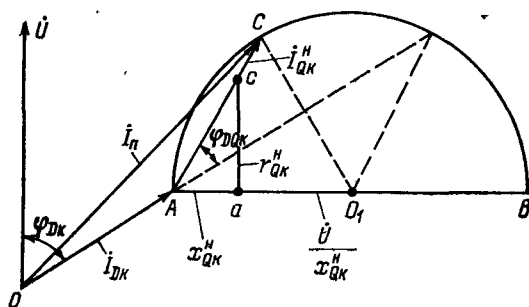


Рис. 3-15. Векторная диаграмма токов однофазного двигателя с активным пусковым сопротивлением

ловии пуска можно найти емкостное сопротивление так: определяем графически I_{QK}^H для заданного требования при пуске, а затем находим

$$x'_{QK} = \sqrt{(U/I_{QK}^H)^2 - R_{QK}^{H^2}}; \quad x_C = x'_{QK} + x_{QK}^H.$$

Активное пусковое сопротивление. Пусковые токи в фазах D и Q равны

$$I_{DK} = \frac{\dot{U}}{R_{DK} + jx_{DK}}; \quad I_{QK}^H = \frac{\dot{U}}{R_{QK}^H + r_{\pi} + jx_{QK}^H}.$$

Векторная диаграмма токов изображена на рис. 3-15. При изменении сопротивления $r_{\text{п}}$ конец вектора $I_{\text{Qк}}^{\text{н}}$ описывает окружность диаметром $U/x_{\text{Qк}}^{\text{н}}$. Как и выше, пусковой момент пропорционален длине перпендикуляра, опущенного из конца вектора $I_{\text{Qк}}^{\text{н}}$ на продолжение вектора $I_{\text{Дк}}$. Пусковой момент будет максимальным, если этот перпендикуляр проходит через центр окружности Q_1 . При этом

$$\varphi_{DQK} = \varphi_{DK}/2; \quad r_{\Pi} = x_{QK}^H \operatorname{ctg}(\varphi_{DK}/2) - R_{QK}^H.$$

В общем случае в зависимости от требований при пуске можно графически найти пусковой ток фазы I_{0K} , а затем

$$R'_{QK} = \sqrt{(U/I_{QK}^H)^2 - x_{QK}^{H^2}} \quad \text{и} \quad r_{\Pi} = R'_{QK} - R_{QK}^H.$$

3-6. Конденсаторный двигатель

Двухфазный асинхронный двигатель, в одну из фаз которого постоянно включена емкость, называется конденсаторным. Для питания двигателя используется однофазная сеть переменного тока (рис. 3-16). Емкость и коэффициент трансформации обмоток иногда выбираются таким образом, чтобы в нормальном режиме работы фазовый сдвиг между токами составлял 90° и в машине было образовано круговое вращающееся магнитное поле.

Рассмотрим условия, при которых магнитное поле в конденсаторном двигателе будет круговым. Обозначим $Z_D = r_D + jx_D$ — полное сопротивление фазы D ; $Z_Q^h = Z_Q^h + jx_Q^h$ — неприведенное полное сопротивление фазы Q ;

$$K = \frac{w_Q k_{06Q}}{w_D k_{06D}} \approx \frac{w_Q}{w_D} - \text{коэффициент трансформации. Тогда}$$

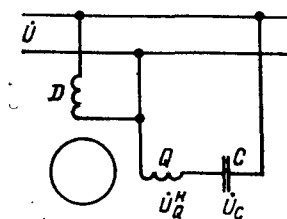


Рис. 3-16. Электрическая схема конденсаторного двигателя

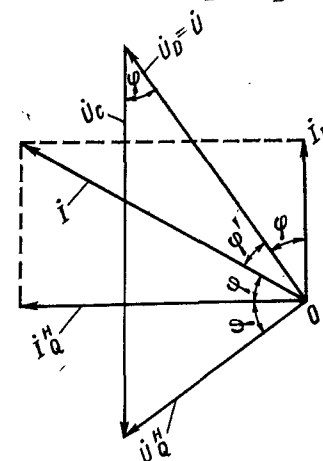


Рис. 3-17. Векторная диаграмма токов и напряжений конденсаторного двигателя

$$\left. \begin{aligned} r_Q^H &= K^2 r_D; & x_Q^H &= K^2 x_D; \\ \operatorname{tg} \varphi_D &= \operatorname{tg} \varphi_Q = \operatorname{tg} \varphi = x_D/r_D = x_Q^H/r_Q^H; \end{aligned} \right\} \quad (3-18)$$

Векторная диаграмма токов и напряжений, соответствующая круговому магнитному полю в машине, изображена на рис. 3-17. При построении векторной диаграммы следует учитывать, что токи в фазах двигателя I_D и I_q^* отстают по фазе от соответствующих напряжений на угол φ , а напряжение на конденсаторе U_C отстает от тока I_q^* на 90° . Для получения кругового поля токи I_D и I_D^0

должны быть сдвинуты по фазе на 90° , а соответствующие им НС

$$I_D \omega_D K_{обD} = -j I_Q^H \omega_Q K_{обQ} \quad \text{или} \quad I_D = -j I_Q^H K. \quad (3-19)$$

Из векторной диаграммы находим

$$\left. \begin{aligned} U_C &= U_Q^H / \sin \varphi; \\ x_C &= \frac{U_C}{I_Q^H} = \frac{U_Q^H}{I_Q^H \sin \varphi} = \frac{Z_Q^H}{\sin \varphi}; \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{U_Q^H}{U_D} = \frac{Z_Q^H I_Q^H}{Z_D I_D} = K^2 \frac{1}{K} = K. \end{aligned} \right\} \quad (3-20)$$

Реактивная мощность конденсатора, определяющая его габариты, $P_C = U_C I_Q^H$. Отношение ее к полной мощности S , потребляемой двигателем, будет

$$\frac{P_C}{S} = \frac{U_C I_Q^H}{U_D I_D + U_Q^H I_Q^H} = \frac{U_C I_Q^H}{(U_Q^H / K) K I_Q^H + U_Q^H I_Q^H} = \frac{U_C}{2 U_Q^H} = \frac{1}{2 \sin \varphi}. \quad (3-21)$$

Ток, потребляемый конденсаторным двигателем из сети,

$$I = I_D + I_Q^H = I_D (1 + j/K);$$

отсюда

$$I = I_D \sqrt{1 + \frac{1}{K^2}} = I_D \sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi} = \frac{I_D}{\sin \varphi}. \quad (3-22)$$

Из треугольника токов на рис. 3-17 находим $\varphi' + \varphi + \varphi = \pi/2$; отсюда коэффициент мощности конденсаторного двигателя

$$\cos \varphi' = \cos \left(\frac{\pi}{2} - 2\varphi \right) = \sin 2\varphi. \quad (3-23)$$

Соотношения (3-20) определяют условия получения кругового поля в двигателе, которые для заданных параметров двигателя, зависящих от скорости ротора, могут быть реализованы при вполне определенных значениях емкости и коэффициента трансформации. Следует отметить, что коэффициент трансформации, относительная реактивная мощность конденсатора и $\cos \varphi'$ конденсаторного двигателя зависят только от фазового сдвига между током и напряжением симметричного двигателя.

На рис. 3-18 приведены зависимости этих величин как функции коэффициента мощности симметричного двигателя. Практическое значение имеет область, находящаяся в пределах $0,7 < \cos \varphi < 0,9$. При $\cos \varphi = 0,707$ двигатель потребляет из сети только активный ток ($\cos \varphi' = 1$). Относительная мощность конденсатора тем больше, чем выше $\cos \varphi$ двухфазной машины. Поэтому с точки зрения стоимости конденсатора желательно иметь более низкий $\cos \varphi$. Однако

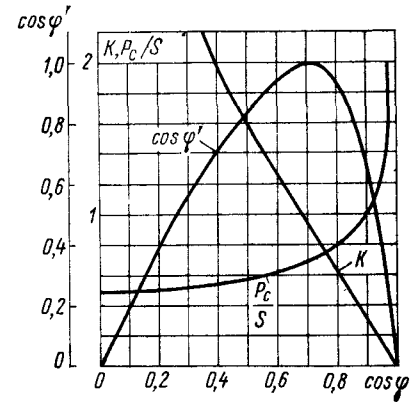
снижение $\cos \varphi$ за 0,707 нецелесообразно, так как мощность конденсатора уменьшается незначительно, а $\cos \varphi'$ — сильно.

Расчет пускового момента и механической характеристики при пуске двигателя можно выполнить методом симметричных составляющих (см. § 2-2). Токи прямой и обратной последовательности получим из (2-17) при $\dot{U}_D = \dot{U}$ и $\dot{U}_Q = \dot{U}/K$:

$$\left. \begin{aligned} I_{fc} &= \dot{U} \frac{Z_{Qb} - j Z_{Db}/K}{Z_{Df} Z_{Qb} + Z_{Db} Z_{Qf}}; \\ I_{bc} &= \dot{U} \frac{Z_{Qf} + j Z_{Df}/K}{Z_{Df} Z_{Qb} + Z_{Db} Z_{Qf}}, \end{aligned} \right\} \quad (3-24)$$

причем Z_{Df} , Z_{Db} , Z_{Qf} , Z_{Qb} определяются по схемам замеще-

Рис. 3-18. Зависимость K , P_C/S и $\cos \varphi'$ от коэффициента мощности симметричного двигателя



ния, приведенным на рис. 2-7, если в них Z_Q заменить на $Z_D - j x_C/K_2$.

Подставляя выражения для токов (3-24) в формулу (2-19), находим

$$M = \frac{2 U^2 x_m^2}{\omega_c |Z_{Df} Z_{Qb} + Z_{Db} Z_{Qf}|^2} \left[\frac{|Z_{Qb} - j Z_{Db}/K|^2 r / (1 - v)}{x^2 + \frac{r^2}{(1 - v)^2}} - \frac{|Z_{Qf} + j Z_{Df}/K|^2 r / (1 + v)}{x^2 + \frac{r^2}{(1 + v)^2}} \right]. \quad (3-25)$$

Расчет момента по формуле (3-25) можно выполнить с помощью ЦВМ.

Из формул (3-24) нетрудно найти выведенные выше условия получения кругового вращающегося поля при включении емкости во вспомогательную обмотку. Поле будет круговым, если $I_{bc} = 0$ или $Z_{Qf} + j Z_{Df}/K = 0$.

Подставляя сюда значения Z_{Qf} и Z_{Df} , соответствующие схемам, приведенным на рис. 2-7, получим

$$-j \frac{x_C}{K^2} + r_D + j x_D + j \frac{r_D}{K} - \frac{x_D}{K} = 0.$$

Отсюда

$$K = x_D / r_D; \quad x_C = r_D K + x_D K^2 = x_D + x_Q^H,$$

что совпадает с (3-20), так как

$$\frac{Z_Q^H}{\sin \varphi} = \frac{x_Q^H}{\sin^2 \varphi} = x_Q^H (1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi) = x_Q^H + \frac{x_Q^H}{K^2} = x_Q^H + x_D.$$

Следует отметить, что маломощные конденсаторные двигатели часто работают при переменной нагрузке и скорость их изменяется от номинальной до скорости холостого хода. В этом случае выбор емкости из условия получения кругового магнитного поля в номинальном режиме может привести к возрастанию потерь в режиме холостого хода и перегреву двигателя; это объясняется значительным ростом напряжения на фазе Q в режиме холостого хода и потерь от токов обратной последовательности. Для определения емкостного сопротивления и коэффициента трансформации при переменных нагрузках следует исходить из допустимых потерь двигателя в режиме холостого хода и под нагрузкой.

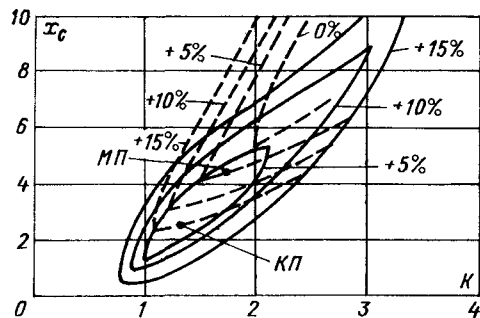


Рис. 3-19. Зоны равных потерь конденсаторного асинхронного двигателя

Зная параметры главной фазы, определяем отношение потерь в двигателе к электромагнитной мощности $\nu = \Delta P / P_{эм}$ и строим в координатах x_c, K зоны равных потерь, т. е. зоны, внутри которых ΔP отличается от соответствующего значения при круговом поле на заданную величину. На рис. 3-19 в качестве примера приведены зоны равных потерь двигателя 180 Вт, 1500 об/мин; в номинальном режиме ($s = 0,05$) — сплошные линии, в режиме холостого хода — штриховые. КП — точка, отвечающая круговому полю; этой точке соответствует увеличение потерь в режиме холостого хода для данного типа двигателя на 15%. Если допустить увеличение потерь в машине для обоих режимов на 5%, то получим значения x_c и K , соответствующие точке МП (минимальные потери). При этих значениях емкости и коэффициента трансформации поле в номинальном режиме отличается от кругового, а пусковой момент несколько уменьшается.

На практике пользуются следующей рекомендацией: если двигатель спроектирован для получения кругового поля в номинальном режиме, то для его работы в режиме холостого хода емкость выбирают, исходя из получения кругового поля при скольжении, соответствующем $2/3$ номинальной нагрузки.

3-7. Универсальный асинхронный двигатель

Асинхронные двигатели, рассчитанные для работы от сети как трехфазного, так и однофазного переменного тока, называются универсальными асинхронными двигателями (УАД). Эти двигатели имеют симметричную трехфазную обмотку на статоре и короткозамкнутый ротор типа «беличья клетка». Обмотка статора имеет 6 выводных концов. При работе двигателя от трехфазной сети его обмотки статора соединяются звездой; в этом случае режим работы двигателя симметричный, соответствующий круговому вращающему полю. В однофазную сеть двигатель обычно включается по схемам, приведенным на рис. 3-20.

Первая схема (рис. 3-20, а) фактически равноценна схеме двухфазного конденсаторного двигателя (см. § 3-6), в котором фаза D состоит из двух фаз B и C трехфазного двигателя с числом витков

$w_D = 2w_\phi \sqrt{3}/2 = w_\phi \sqrt{3}$, а фаза Q есть фаза A трехфазного двигателя с числом витков $w_Q = w_\phi$. Коэффициент трансформации фаз D и Q равен $K = w_Q/w_D = 1/\sqrt{3}$. Согласно формулам § 3-6, условиями получения кругового поля при включении емкости в фазу A будут

$$1) \quad \operatorname{tg} \varphi = K = 1/\sqrt{3} \quad \text{или} \quad \varphi = 30^\circ,$$

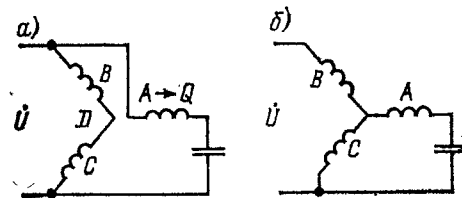


Рис. 3-20. Схемы включения обмоток статора трехфазного двигателя в однофазную сеть

что соответствует $\cos \varphi = 0,866$ трехфазной машины, и

$$2) \quad x_c = \frac{Z_\phi}{\sin \varphi} = 2Z_\phi.$$

Реактивная мощность конденсатора

$$P_c = \frac{U_c^2}{x_c} = \left(\frac{U}{\cos \varphi} \right)^2 \frac{1}{x_c} = \frac{2U^2}{3Z_\phi}. \quad (3-26)$$

Расчет характеристик двигателя при работе от однофазной сети можно выполнить методом симметричных составляющих [21]. Найдем сопротивления прямой и обратной последовательности фаз D и Q . Обозначим: r_ϕ, x_ϕ, x_m — активное сопротивление, индуктивное сопротивление рассеяния фазы трехфазной обмотки, индуктивное сопротивление намагничивания; r_p, x_{ps} — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенные к фазе трехфазной обмотки статора.

Коэффициент приведения сопротивлений ротора к двухфазной обмотке с числом витков главной фазы D

$$K_{пр}^D = \frac{2}{3} \frac{w_D^2}{w_\phi^2} = \frac{2}{3} \frac{w_\phi^2 \cdot 3}{w_\phi^2} = 2.$$

Аналогично коэффициент приведения сопротивлений ротора к вспомогательной фазе Q

$$K_{пр}^Q = \frac{2}{3} \frac{w_Q^2}{w_\phi^2} = \frac{2}{3}.$$

Параметры схем замещения фаз D и Q , полученных соединением трехфазной обмотки по схеме рис. 3-20, а, будут: $r_D = 2r_\phi$ — активное сопротивление фазы D ; $x_{Ds} = 2x_\phi s$ — индуктивное сопротивление рассеяния фазы D ; $x_{mD} = (w_D^2/w_\phi^2)x_m = 3x_m$ — сопротивление взаимной индукции фазы D ; $r_{pD} = K_{пр}^D r_p = 2r_p$ — активное сопротивление ротора, приведенное к фазе D ; $x_{psD} = K_{пр}^D x_{ps} = 2x_{ps}$ — индуктивное сопротивление рассеяния ротора.

приведенное к фазе D ; $r_Q = (1/K^2) r_\phi = 3 r_\phi$ — активное сопротивление фазы Q , приведенное к фазе D ; $x_{Qs} = (1/K^2) x_{\phi s} = 3 x_{\phi s}$ — индуктивное сопротивление рассеяния фазы Q , приведенное к фазе D .

Приведенные сопротивления взаимной индукции ротора и фазы Q равны сопротивлениям взаимной индукции ротора и фазы D :

$$x_{mQ} = \frac{1}{K^2} \frac{\omega_Q^2}{\omega_\phi^2} = 3x_m;$$

$$r_{pQ} = \frac{1}{K^2} K_{np}^Q r_p = 3 \cdot \frac{2}{3} r_p = 2r_p.$$

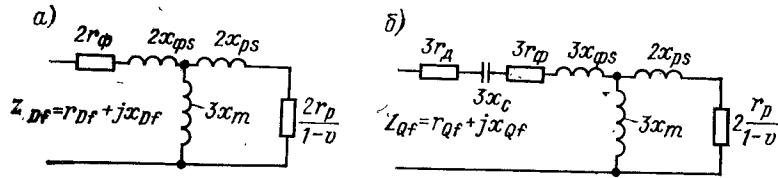


Рис. 3-21. Схемы замещения для токов прямой последовательности: а — фазы D ; б — фазы Q

Схемы замещения фаз D и Q для токов прямой последовательности изображены на рис. 3-21. Для общности в схеме замещения вспомогательной фазы кроме емкости учтено добавочное активное сопротивление r_d . Схемы замещения для токов обратной последовательности получаются путем замены $1-v$ на $1+v$. Из полученных схем замещения находим:

$$\left. \begin{aligned} Z_{Df} &= (2r_\phi + r_p Df) + j(2x_{\phi s} + x_p Df); \\ Z_{Db} &= (2r_\phi + r_p Db) + j(2x_{\phi s} + x_p Db); \\ Z_{Qf} &= (3r_\phi + 3r_d + r_p Df) + j(3x_{\phi s} - 3x_c + x_p Df); \\ Z_{Qb} &= (3r_\phi + 3r_d + r_p Db) + j(3x_{\phi s} - 3x_c + x_p Db), \end{aligned} \right\} \quad (3-27)$$

где $r_p Df$, $x_p Df$ и $r_p Db$, $x_p Db$ — активные и индуктивные сопротивления цепей разветвления для токов прямой и обратной последовательности.

Токи прямой и обратной последовательности находим по формулам (3-24), полагая $K = 1/\sqrt{3}$:

$$\left. \begin{aligned} i_{fc} &= \dot{U} \frac{Z_{Qb} - j\sqrt{3} Z_{Db}}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf}}; \\ i_{bc} &= \dot{U} \frac{Z_{Qf} + j\sqrt{3} Z_{Df}}{Z_{Df}Z_{Qb} + Z_{Db}Z_{Qf}}. \end{aligned} \right\} \quad (3-28)$$

Для получения условий кругового вращающегося поля приравняем $i_{bc} = 0$; тогда из второго уравнения (3-28) найдем

$$Z_{Qf} + j\sqrt{3} Z_{Df} = 0.$$

Подставляя в это уравнение выражения (3-27) и приравнявая нулю вещественные и мнимые части, получаем

$$\left. \begin{aligned} 3r_\phi + 3r_d + r_p Df - \sqrt{3}(2x_{\phi s} + x_p Df) &= 0; \\ 3x_{\phi s} - 3x_c + x_p Df + \sqrt{3}(2r_\phi + r_p Df) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3-29)$$

Согласно схеме замещения для токов прямой последовательности фазы D (рис. 3-21, а) имеем $2 r_\phi + r_p Df = r_{Df}$; $2 x_{\phi s} + x_p Df = x_{Df}$. При этом из уравнений (3-29) находим

$$\left. \begin{aligned} r_d &= \frac{x_{Df}}{\sqrt{3}} - \frac{r_{Df} + r_\phi}{3}; \\ x_c &= \frac{r_{Df}}{\sqrt{3}} + \frac{x_{Df} + x_{\phi s}}{3}. \end{aligned} \right\} \quad (3-30)$$

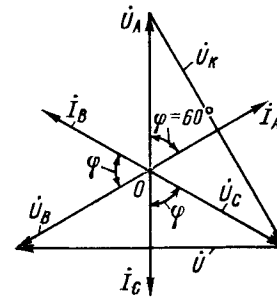


Рис. 3-22. Векторная диаграмма токов и напряжений для симметричного режима

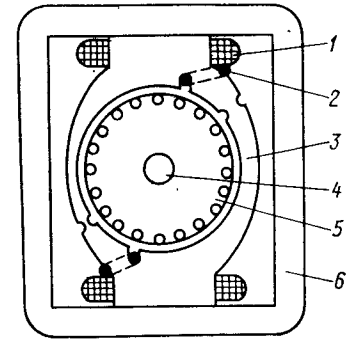


Рис. 3-23. Конструктивная схема двигателя с экранированными полюсом

1 — обмотка возбуждения; 2 — экранирующий виток; 3 — шунт; 4 — вал; 5 — магнитопровод ротора; 6 — магнитопровод статора

Очевидно, что эти условия могут быть выполнены только для определенных значений r_{Df} и x_{Df} , зависящих от скорости ротора двигателя. Если двигатель всегда работает под нагрузкой, то емкость и добавочное сопротивление выбирают, исходя из условий получения кругового вращающегося магнитного поля в номинальном режиме, а для обеспечения необходимого пускового момента предусматривают включение добавочной пусковой емкости.

При работе двигателя как в режиме холостого хода, так и под нагрузкой емкость выбирают по допустимым потерям в режиме холостого хода и под нагрузкой. Обычно емкость в этом случае находится экспериментально. Удовлетворительная работа двигателя во всех режимах может быть получена, если r_d и x_c определить по формулам (3-30) для скольжения, соответствующего моменту нагрузки, равному $\frac{2}{3} M_N$.

Для схемы, изображенной на рис. 3-20, б, круговое поле также может быть получено только при вполне определенном значении $\cos \varphi$. В случае кругового поля векторная диаграмма напряжений имеет вид, приведенный на рис. 3-22. Фазовый сдвиг между токами и напряжениями в обмотках должен быть равен 60° , так как вектор тока фазы A перпендикулярен вектору напряжения на конденсаторе, что соответствует $\cos \varphi = 0,5$; напряжение конденсатора U_k

равно напряжению сети U . Емкостное сопротивление

$$x_c = \frac{U_k}{I_A} = \frac{U_A \sqrt{3}}{I_A} = Z_\phi \sqrt{3}.$$

Реактивная мощность конденсатора

$$P_k = \frac{U_k^2}{x_c} = \frac{U^2}{\sqrt{3} Z_\phi}.$$

Это несколько меньше, чем для схемы на рис. 3-20, а. По этой причине схема включения универсального двигателя 3-20, б применяется чаще. Кроме того, при этой схеме двигатель можно выполнять с меньшим числом выводов обмотки статора.

3-8. Двигатель с экранированными полюсами

Принципиальная конструктивная схема асинхронного двигателя с экранированными полюсами приведена на рис. 3-23. На полюсах двигателя расположена обмотка возбуждения, часть полюсных наконечников экранируется короткозамкнутыми витками, между полюсами сделаны насыщающиеся магнитные перемычки (шунты). Короткозамкнутые витки создают фазовый сдвиг между магнитными потоками под экранированной и неэкранированной частями полюса. Вследствие этого в воздушном зазоре двигателя образуется эллиптическое вращающееся магнитное поле. В результате взаимодействия этого поля с короткозамкнутым ротором возникает вращающий момент.

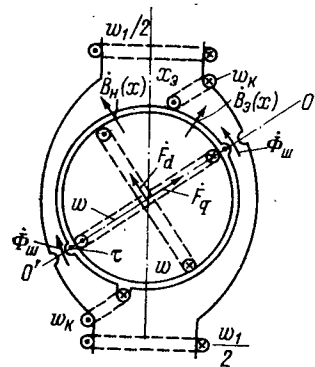


Рис. 3-24. Магнитная система и обмотки в двигателе с экранированными полюсами

Электромагнитные процессы в этом двигателе при учете насыщения магнитопровода и высших гармоник поля, создаваемых обмотками, имеют весьма сложный характер.

Рассмотрим электромагнитные процессы для простейшего случая, когда насыщением стали можно пренебречь, магнитный шунт заменен некоторым сосредоточенным участком с магнитной проводимостью $\lambda_{ш}$, воздушный зазор равномерный, а обмотка ротора имеет синусоидальное распределение НС. Магнитная система такого двигателя двухполюсного исполнения и расположение обмоток приведены на рис. 3-24. Линия OO' , проходящая через выточки на полюсах (места расположения магнитных шунтов), представляет собой физическую нейтраль, отделяющую разноименные полюсы. От этой линии против часовой стрелки будем отсчитывать расстояние x по поверхности статора. Обмотки возбуждения и короткозамкнутая обмотка — сосредоточенные с числами витков w_1

и w_k ; ширина экранированной части полюса равна x_0 (обычно $x_0 < \tau/2$, где τ — полюсное деление, а $w_k = 1$). Обмотка ротора заменена двумя взаимно перпендикулярными, синусоидально распределенными обмотками d и q с НС

$$\dot{F}_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \dot{I}_d w \sin \frac{\pi}{\tau} x; \quad \dot{F}_q = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \dot{I}_q w \cos \frac{\pi}{\tau} x, \quad (3-31)$$

где w — эффективное число витков; $\dot{I}_d, \dot{I}_q$ — векторы токов.

Магнитную индукцию в воздушном зазоре двигателя определяем по формуле

$$\dot{B}(x) = \frac{\mu_0}{\delta} [\dot{F}_c(x) + \dot{F}_p(x)]; \quad (3-32)$$

здесь $\dot{F}_c(x)$ и $\dot{F}_p(x)$ — намагничивающие силы обмоток статора и ротора:

$$\begin{aligned} \dot{F}_c(x) = \frac{\dot{I}_1 w_1}{\sqrt{2}} [1(x) - 2 \cdot 1(x - \tau)] + \dot{I}_k w_k \sqrt{2} [1(x) - 1(x - x_0) - \\ - 1(x - \tau) + 1(x - \tau - x_0)], \end{aligned} \quad (3-33)$$

где единичная функция

$$1(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0; \end{cases}$$

$$\dot{F}_p(x) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} w \left(\dot{I}_d \sin \frac{\pi}{\tau} x + \dot{I}_q \cos \frac{\pi}{\tau} x \right). \quad (3-34)$$

Магнитный поток шунта

$$\dot{\Phi}_{ш} = \sqrt{2} \lambda_{ш} (\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_k w_k), \quad (3-35)$$

где $\lambda_{ш}$ — магнитная проводимость шунта.

Потокосцепления обмоток:

$$\dot{\Psi}_1 = \dot{\Phi}_1 w_1 + \sqrt{2} w_1^2 \lambda_{1s} \dot{I}_1; \quad \dot{\Psi}_k = \dot{\Phi}_k w_k + \sqrt{2} w_k^2 \lambda_{ks} \dot{I}_k;$$

$$\dot{\Psi}_d = \dot{\Phi}_d w + \sqrt{2} w^2 \lambda_s \dot{I}_d; \quad \dot{\Psi}_q = \dot{\Phi}_q w + \sqrt{2} w^2 \lambda_s \dot{I}_q.$$

Здесь

$$\dot{\Phi}_1 = 2\dot{\Phi}_{ш} + l \int_0^\tau \dot{B}(x) dx$$

— магнитный поток обмотки возбуждения;

$$\dot{\Phi}_k = \dot{\Phi}_{ш} + l \int_0^{x_0} \dot{B}(x) dx$$

— магнитный поток короткозамкнутой обмотки; $\dot{\Phi}_d$ и $\dot{\Phi}_q$ — магнитные потоки первых гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре, сцепляющиеся с обмотками d и q ; $\lambda_{1s}, \lambda_{ks}, \lambda_s$ — магнитные проводимости потоков рассеяния обмоток.

Используя приведенные выше выражения для $\dot{\Phi}_{\text{ш}}$ и $\dot{B}(x)$, получаем

$$\dot{\Psi}_1 = \sqrt{2} \omega_1 \left[\left(\lambda_{1s} + 2\lambda_{\text{ш}} + \mu_0 \frac{l\tau}{2\delta} \right) \omega_1 \dot{I}_1 + \left(2\lambda_{\text{ш}} + \mu_0 \frac{l x_3}{\delta} \right) \omega_{\text{к}} \dot{I}_{\text{к}} + \mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \omega \dot{I}_d \right];$$

$$\dot{\Psi}_{\text{к}} = \sqrt{2} \omega_{\text{к}} \left[\left(\lambda_{\text{ш}} + \mu_0 \frac{l x_3}{2\delta} \right) \omega_1 \dot{I}_1 + \left(\lambda_{\text{кс}} + \lambda_{\text{ш}} + \mu_0 \frac{l x_3}{\delta} \right) \omega_{\text{к}} \dot{I}_{\text{к}} + \mu_0 \frac{2l\tau}{\pi^2 \delta} \left(1 - \cos \frac{\pi}{\tau} x_3 \right) \omega \dot{I}_d + \mu_0 \frac{2l\tau}{\pi^2 \delta} \sin \frac{\pi}{\tau} x_3 \omega \dot{I}_q \right];$$

$$\dot{\Psi}_d = \sqrt{2} \omega \left[\mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \omega_1 \dot{I}_1 + \mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \left(1 - \cos \frac{\pi}{\tau} x_3 \right) \omega_{\text{к}} \dot{I}_{\text{к}} + \left(\lambda_s + \mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \right) \omega \dot{I}_d \right];$$

$$\dot{\Psi}_q = \sqrt{2} \omega \left[\mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \sin \frac{\pi}{\tau} x_3 \omega_{\text{к}} \dot{I}_{\text{к}} + \left(\lambda_s + \mu_0 \frac{4l\tau}{\pi^2 \delta} \right) \omega \dot{I}_q \right].$$

Уравнения ЭДС контуров двигателя имеют вид

$$\left. \begin{aligned} r_1 \dot{I}_1 + j \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_1 &= \dot{U}; \\ r_{\text{к}} \dot{I}_{\text{к}} + j \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_{\text{к}} &= 0; \\ r \dot{I}_d + j \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_d + v \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_q &= 0; \\ r \dot{I}_q + j \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_q - v \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \dot{\Psi}_d &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (3-36)$$

здесь $v = \omega_p / \omega_c$ — относительная скорость ротора двигателя; $r_1, r_{\text{к}}, r$ — активные сопротивления обмоток.

Подставляя в (3-36) выражения для потокосцеплений обмоток и вводя приведенные к обмоткам возбуждения токи и параметры

$$\dot{I}'_{\text{к}} = \dot{I}_{\text{к}} \frac{\omega_{\text{к}}}{\omega_1}; \quad \dot{I}'_d = \dot{I}_d \frac{\omega}{\omega_1}; \quad \dot{I}'_q = \dot{I}_q \frac{\omega}{\omega_1};$$

$$r'_{\text{к}} = 2r_{\text{к}} \left(\frac{\omega_1}{\omega_{\text{к}}} \right)^2; \quad r' = r \left(\frac{\omega_1}{\omega} \right)^2,$$

получаем уравнения ЭДС, которые запишем в матричном виде

$$\begin{matrix} & 1 & k & d & q \\ \begin{matrix} 1 \\ k \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_1 + j(2x_{\text{ш}} + x_0) & j(2x_{\text{ш}} + x_0 k_3) & jx_m & 0 \\ j(2x_{\text{ш}} + x_0 k_3) & Z'_{\text{к}} + j(x_{\text{ш}} + 2x_0 k_3) & jx_m(1 - \cos \pi k_3) & jx_m \sin \pi k_3 \\ jx_m & jx_m(1 - \cos \pi k_3) + r' + j(x_m + x'_s) & v(x_m + x'_s) & v(x_m + x'_s) \\ -vx_m & jx_m \sin \pi k_3 - vx_m \times & -v(x_m + x'_s) & r' + j(x_m + x'_s) \\ & \times (1 - \cos \pi k_3) & & \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}'_{\text{к}} \\ \dot{I}'_d \\ \dot{I}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3-37)$$

Здесь

$$x_m = \mu_0 f_1 \frac{8}{\pi} \frac{l\tau}{\delta} \omega_1^2; \quad x_0 = \mu_0 f_1 \pi \frac{l\tau}{\delta} \omega_1^2 = \frac{\pi^2}{8} x_m;$$

$$x_{\text{ш}} = 2\pi f_1 \lambda_{\text{ш}} \omega_1^2; \quad k_3 = x_3 / \tau;$$

$$Z_1 = r_1 + jx_{1s}; \quad Z'_{\text{к}} = r'_{\text{к}} + jx'_{\text{кс}};$$

$$x_{1s} = 2\pi f_1 \lambda_{1s} \omega_1^2; \quad x'_{\text{кс}} = 4\pi f_1 \lambda_{\text{кс}} \omega_1^2; \quad x'_s = 2\pi f_1 \lambda_s \omega_1^2.$$

По общему правилу (см. § 1-2) находим обобщенный вектор индукции

$$\dot{B} = \frac{1}{2\pi f_1} \frac{d}{q} \begin{bmatrix} x_m \dot{I}'_{\text{к}} \sin \pi k_3 + (x_m + x'_s) \dot{I}'_q \\ -x_m \dot{I}'_{\text{к}} (1 - \cos \pi k_3) - x_m \dot{I}_1 - (x_m + x'_s) \dot{I}'_d \end{bmatrix}$$

и момент

$$M = \text{Re}(\dot{I}^T \dot{B}) = -\frac{x_m}{2\pi f_1} \text{Re}[\dot{I}_1 \dot{I}'_q - \dot{I}'_{\text{к}} \dot{I}'_d \sin \pi k_3 + \dot{I}'_{\text{к}} \dot{I}'_q \times (1 - \cos \pi k_3)]. \quad (3-38)$$

Решая уравнения (3-37) относительно токов и подставляя в формулу (3-38) результат для заданных параметров двигателя, можно определить зависимость момента от относительной скорости. В частности, можно методом планирования эксперимента найти при данном воздушном зазоре δ значения k_3 и $\lambda_{\text{ш}}$, при которых двигатель будет иметь желаемую механическую характеристику.

Рассмотрим два частных режима работы двигателя с экранированными полюсами: идеальный холостой ход, соответствующий отсутствию обмотки на роторе ($r = \infty$), и режим короткого замыкания ($v = 0$). Уравнения ЭДС для первого режима работы полу-

чим из (3-37), полагая $\dot{I}'_d = \dot{I}'_q = 0$:

$$\begin{matrix} 1 \\ \kappa \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_1 + j(x_0 + 2x_{\text{ш}}) & j(x_0 k_3 + 2x_{\text{ш}}) \\ j(x_0 k_3 + 2x_{\text{ш}}) & Z'_\kappa + j(2x_0 k_3 + x_{\text{ш}}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}'_\kappa \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3-39)$$

Этой системе уравнений соответствует схема замещения, изображенная на рис. 3-25. Используя эту схему, нетрудно построить векторную диаграмму токов, ЭДС, магнитных потоков двигателя.

Магнитный поток обмотки возбуждения представим в виде

$$\Phi_1 = 2\Phi_{\text{ш}} + \Phi_3 + \Phi_{\text{н}},$$

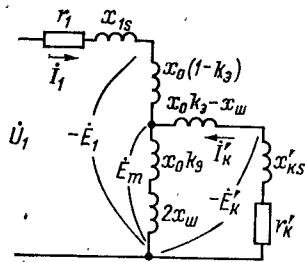


Рис. 3-25. Схема замещения асинхронного двигателя с экранированными полюсами (режим идеального холостого хода)

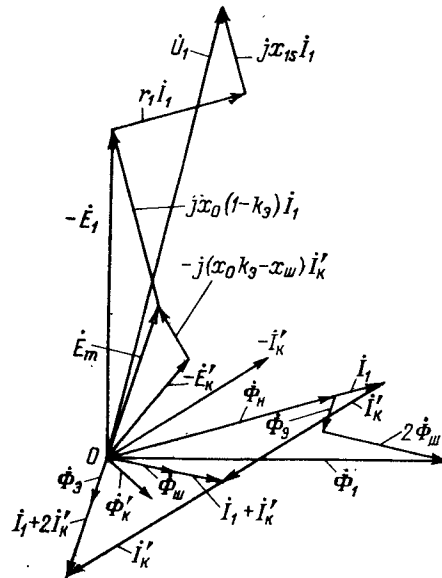


Рис. 3-26. Векторная диаграмма асинхронного двигателя с экранированными полюсами (в режиме идеального холостого хода)

где $\Phi_{\text{ш}} = \sqrt{2} \lambda_{\text{ш}} \omega_1 (\dot{I}_1 + \dot{I}'_\kappa)$ — магнитный поток шунта [см. формулу (3-35)];

$$\Phi_3 = l \int_0^{x_3} B(x) dx = \sqrt{2} \lambda_0 k_3 \omega_1 (\dot{I}_1 + 2\dot{I}'_\kappa)$$

— магнитный поток экранированной части полюса;

$$\Phi_{\text{н}} = l \int_{x_3}^{\tau} B(x) dx = \sqrt{2} \lambda_0 (1 - k_3) \omega_1 \dot{I}_1$$

— магнитный поток неэкранированной части полюса.

Здесь $\lambda_0 = \mu_0 \frac{l\tau}{2\delta}$ — магнитная проводимость воздушного зазора для магнитного потока возбуждения.

Построение векторной диаграммы (рис. 3-26) начинаем с векторов $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$. Вычитая из $\dot{U}_1$ падения напряжения $r_1 \dot{I}_1$ и $jx_{1s} \dot{I}_1$, получим вектор противо-ЭДС $-\dot{E}_1$ и перпендикулярный ему вектор магнитного потока возбуждения $\dot{\Phi}_1$. Вычитая из $-\dot{E}_1$ вектор $jx_0(1 - k_3) \dot{I}_1$, получим вектор $\dot{E}_m = j(x_0 k_3 + 2x_{\text{ш}}) (\dot{I}_1 + \dot{I}'_\kappa)$. Строим вектор $\dot{I}_1 + \dot{I}'_\kappa$, отстающий по фазе от $\dot{E}_m$ на 90° , а также векторы $\dot{I}'_\kappa$ и $\dot{I}_1 + 2\dot{I}'_\kappa$.

Используя приведенные выше выражения для $\dot{\Phi}_{\text{ш}}$, $\dot{\Phi}_3$ и $\dot{\Phi}_{\text{н}}$, строим векторы магнитных потоков. Вычитая из $\dot{E}_m$ вектор $-j(x_0 k_3 + x_{\text{ш}}) \dot{I}'_\kappa$, находим вектор $-\dot{E}'_\kappa$, который перпендикулярен магнитному потоку $\dot{\Phi}_\kappa = \dot{\Phi}_{\text{ш}} + \dot{\Phi}_3$.

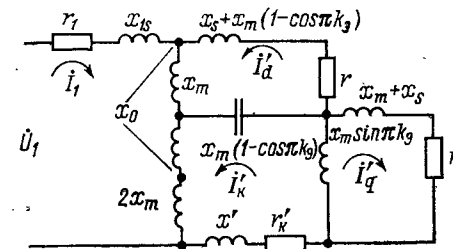


Рис. 3-27. Схема замещения асинхронного двигателя с экранированными полюсами (режим короткого замыкания)

Для второго режима работы в уравнениях (3-37) положим $v = 0$. Уравнения ЭДС примут вид

$$\begin{matrix} 1 & \kappa & d & q \\ 1 & \begin{bmatrix} Z_1 + j(x_0 + 2x_{\text{ш}}) & j(x_0 k_3 + 2x_{\text{ш}}) & jx_m & 0 \\ j(x_0 k_3 + 2x_{\text{ш}}) & Z'_\kappa + j(x_0 k_3 + x_{\text{ш}}) & jx_m(1 - \cos \pi k_3) & jx_m \sin \pi k_3 \end{bmatrix} \\ \kappa & \begin{bmatrix} jx_m & jx_m(1 - \cos \pi k_3) & r' + j(x_m + x'_s) & 0 \\ 0 & jx_m \sin \pi k_3 & 0 & r' + j(x_m + x'_s) \end{bmatrix} \\ d & \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}'_\kappa \\ \dot{I}'_d \\ \dot{I}'_q \end{bmatrix} \\ q & \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}'_\kappa \\ \dot{I}'_d \\ \dot{I}'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3-40)$$

Соответствующая этой системе уравнений схема замещения приведена на рис. 3-27. Здесь $x' = x'_{\text{кз}} - x_{\text{ш}} + x_m \times [2 - \cos \pi k_3 - \sin \pi k_3 - (\pi^2/8)(1 - 2k_3)]$.

Построение векторной диаграммы для этой схемы замещения аналогично описанному, и его рекомендуется выполнить читателю в качестве упражнения.

Анализ структуры магнитного поля в воздушном зазоре двигателей с экранированными полюсами показывает, что оно имеет эллиптический характер и содержит 3-ю пространственную гармонику. Это приводит к более низким энергетическим характеристикам этих двигателей по сравнению с конденсаторными (кратность пускового момента $M_n/M_N \leq 0,6$; перегрузочная способность $M_{\max}/M_N = 1,1 \div 1,3$; КПД $\eta = 10 \div 30 \%$), а также к провалам в механической характеристике при частоте вращения около

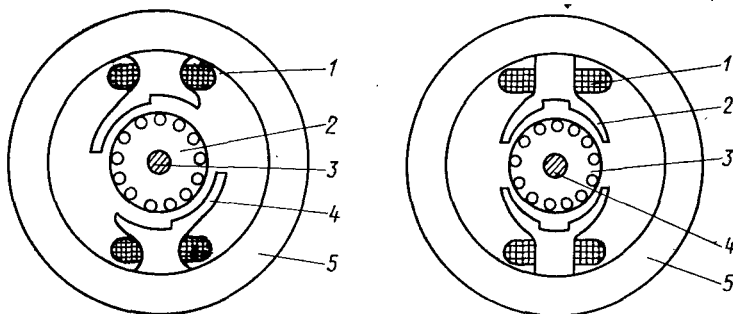


Рис. 3-28. Асинхронный двигатель с асимметричными полюсами

1 — обмотка возбуждения; 2 — магнитопровод ротора; 3 — вал; 4 — асимметричный полюс; 5 — магнитопровод статора

Рис. 3-29. Асинхронный асимметричный двигатель с пазом на полюсе

1 — обмотка возбуждения; 2 — полюс статора; 3 — магнитопровод ротора; 4 — вал; 5 — магнитопровод статора

$1/3$ от синхронной. Поэтому двигатели этого типа применяются в изделиях бытовой техники, где указанные показатели их работы менее существенны. Главное достоинство двигателей с экранированными полюсами: простота конструкции, надежность в эксплуатации, низкая стоимость. В этом отношении еще большие преимущества имеет модификация двигателей, в которых роль короткозамкнутого витка выполняют насыщенные участки полюса. Это двигатели с асимметричным магнитопроводом. На рис. 3-28 приведена его принципиальная конструктивная схема. Полюс двигателя можно условно разбить на два участка: ненасыщенный (большого сечения и с большим воздушным зазором) и насыщенный (малого сечения магнитопровода и с меньшим воздушным зазором). Это позволяет в некоторой степени уравнивать магнитные потоки на указанных участках. Степень насыщения выбирается таким образом, чтобы получить наибольший фазовый сдвиг между магнитным потоком и НС. Для большего пространственного сдвига магнитных потоков насыщенного и ненасыщенного участков в некоторых конструкциях двигателей предусматривается специальный

неглубокий паз на полюсе (рис. 3-29). По своим характеристикам двигатели с асимметричными полюсами несколько уступают двигателям с экранированными полюсами.

Уравнения ЭДС и момента асинхронного двигателя с экранированным полюсом легко получить из уравнений обобщенной электрической машины, если учесть, что короткозамкнутая обмотка статора n смещена на угол α по отношению к обмотке возбуждения (рис. 3-30). Пусть $K = \omega_n/\omega_1$ — коэффициент трансформации обмоток, при этом матрицы сопротивлений и момента двигателя имеют вид

$$Z = \begin{matrix} & D & n & d & q \\ \begin{matrix} D \\ n \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_D + jx_D & jx_m K \cos \alpha & jx_{md} & 0 \\ jx_m K \cos \alpha & (r_n + jx_{dn} \cos^2 \alpha + jx_{qn} \sin^2 \alpha) K^2 & jx_{md} K \cos \alpha & jx_{mq} K \sin \alpha \\ jx_{md} & (jx_{md} \cos \alpha - x_{mq} \sin \alpha) K & r + jx_d & -x_q v \\ vx_{md} & (jx_{mq} \sin \alpha + x_{md} v \cos \alpha) K & x_d v & r + jx_q \end{bmatrix} \end{matrix}; \quad (3-41)$$

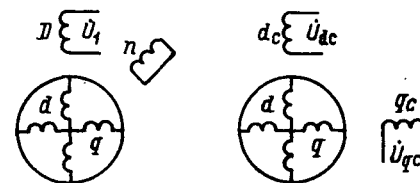


Рис. 3-30. Электрическая схема двигателя с экранированным полюсом

Рис. 3-31. Приведенная к осям d и q электрическая схема двигателя с экранированным полюсом

$$\omega G = \begin{matrix} & D & n & d & q \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & -x_{mq} K \sin \alpha & 0 & -x_q \\ x_{md} & x_{md} K \cos \alpha & x_d & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (3-42)$$

Матрица Z отличается от соответствующей матрицы обобщенной машины (1-13) наличием ЭДС взаимной индукции между обмотками D и n , пропорциональной $jx_m K \cos \alpha$, появлением в контурах ротора d и q как трансформаторной ЭДС, так и ЭДС вращения, а также более сложным выражением для индуктивного сопротивления обмотки n , определяемой с учетом формулы (1-4). Матрица момента ωG состоит из коэффициентов при отнормальной скорости v в матрице Z .

Уравнение напряжения двигателя

$$Z \dot{I} = \dot{U}, \quad (3-43)$$

где векторы тока и приложенного напряжения будут

$$i = \begin{bmatrix} i_D \\ i_n \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad \dot{U} = \begin{bmatrix} U_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Момент

$$M = \text{Re}(\dot{I}G\dot{I}), \quad (3-44)$$

Решение уравнения (3-43) относительно токов в общем виде приводит к громоздким формулам, поэтому расчеты выполняют для конкретных двигателей с помощью ЦВМ. Уравнение напряжения (3-43) и матрицу сопротивлений можно преобразовать к более простому виду, если ввести на статоре токи i_{dc} и i_{qc} , пропорциональные НС, действующим по осям d и q (рис. 3-31):

$$i_{dc} = i_D + i_n K \cos \alpha; \quad i_{qc} = i_n K \sin \alpha.$$

Отсюда

$$i_D = i_{dc} - i_{qc} \text{ctg} \alpha; \quad i_n = i_{qc} \frac{1}{K \sin \alpha}.$$

Это можно рассматривать как преобразование токов к новой системе с помощью матрицы C (токи ротора остаются прежними):

$$C = \begin{bmatrix} d_c & q_c & d & q \\ D & n & d & q \\ \begin{bmatrix} 1 & -\text{ctg} \alpha & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{K \sin \alpha} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}.$$

Используя формулы преобразования, приведенные в § 1-4, получаем

$$Z' = \begin{bmatrix} d_c & q_c & d & q \\ \begin{bmatrix} r_D + jx_D & -(r_D + jx_{Ds}) \text{ctg} \alpha & jx_{md} & 0 \\ -(r_D + jx_{Ds}) \text{ctg} \alpha & r_n + jx_{qn} + (r_n + jx_{ns} + r_D + jx_{Ds}) \text{ctg}^2 \alpha & 0 & jx_{mq} \\ jx_{md} & -x_{mq} & r + jx_\alpha & -x_{qv} \\ x_{md} & jx_{mq} & x_{\alpha} & r + jx_q \end{bmatrix} \end{bmatrix}; \quad (3-45)$$

$$\dot{U}' = \dot{U}_D \begin{bmatrix} 1 \\ -\text{ctg} \alpha \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\omega G' = \begin{bmatrix} d_c & q_c & d & q \\ \alpha & \begin{bmatrix} 0 & -x_{mq} & 0 & -x_q \\ q & x_{md} & 0 & x_d & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}.$$

Эти уравнения отличаются от уравнений, обобщенной электрической машины наличием членов, отражающих электромагнитные связи между обмотками статора, а также добавочного члена $(r_n + jx_{ns} + r_D + jx_{Ds}) \text{ctg}^2 \alpha$ в собственных параметрах обмотки статора по поперечной оси. Расчет по этим уравнениям может оказаться более удобным, так как позволяет использовать стандартную программу для обобщенной электрической машины (см. § 1-6).

3-9. Линейный двигатель

Линейными двигателями называются электрические машины, в которых электрическая энергия преобразуется в механическую энергию поступательного движения без механических передач.

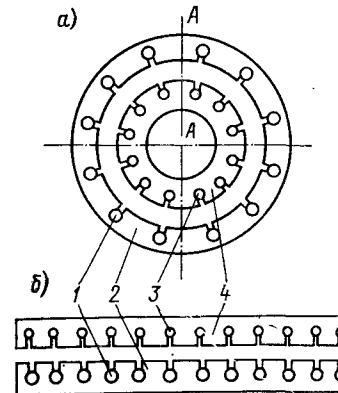


Рис. 3-32. Асинхронный двигатель вращательного (а) и поступательного (б) движения 1, 3 — обмотки статора и ротора (вторичного элемента); 2, 4 — магнитопроводы статора и ротора; А — след плоскости разреза двигателя вращательного движения

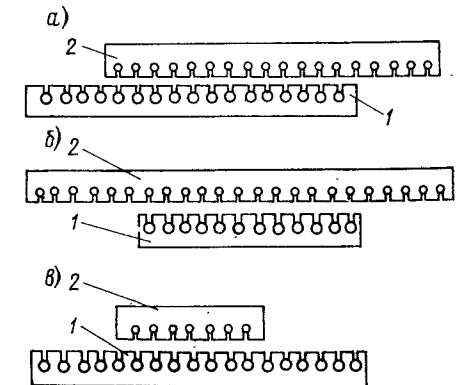
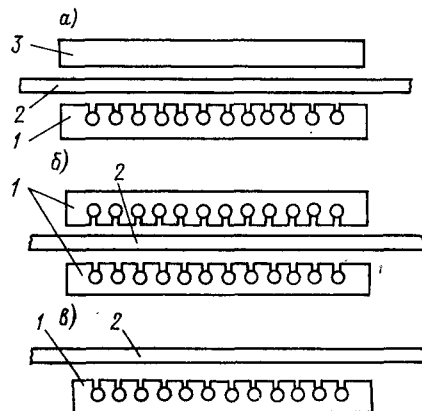


Рис. 3-33. Линейные асинхронные машины с различными относительными размерами статора (1) и вторичного элемента (2): а — статор и вторичный элемент одинаковой длины; б — машина с коротким статором; в — с коротким вторичным элементом

Такого типа машины малой мощности нашли применение в приводах конвейеров, линейных транспортеров, промышленных роботов, насосов, ткацких станков и других устройств, в которых требуется поступательное или возвратно-поступательное движение. В линейных асинхронных двигателях так же, как и в обычных асинхронных машинах, для образования тягового усилия используется принцип бегущего электромагнитного поля. По конструктивным признакам и особенностям физических процессов линейные двигатели разделяются на машины с поперечным и с аксиальным магнитным потоком.

Двигатель с поперечным магнитным потоком можно представить как разрезанный по образующей и развернутый в плоскость обычный асинхронный двигатель (рис. 3-32). В отличие от машин вращательного движения перемещающийся элемент двигателя называется бегуном. Для получения постоянного по величине усилия при движении бегуна размеры статора и бегуна выбирают различными (рис. 3-33). Соответственно этому линейные асинхронные машины подразделяются на две группы: машины с коротким статором и машины с коротким бегуном.



Статор плоских линейных асинхронных двигателей может

Рис. 3-34. Линейные асинхронные двигатели с листовым вторичным элементом: а — магнитно-двусторонний двигатель с односторонним статором; б — двигатель с двусторонним статором; в — магнитно-односторонний двигатель
1 — статор; 2 — вторичный элемент; 3 — ферромагнитный сердечник

выполняться в трех вариантах: односторонний, двусторонний, магнитно-односторонний (рис. 3-34). Бегуны в этих машинах обычно выполняются в виде листа из меди, алюминия или ферромагнитного

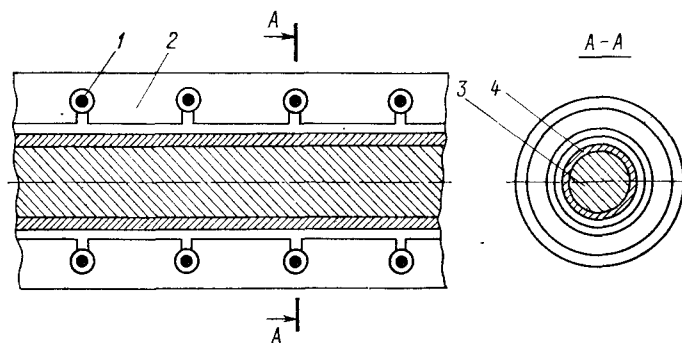


Рис. 3-35. Трубчатая линейная асинхронная машина с односторонним статором

1, 2 — обмотка и сталь статора; 3, 4 — ферромагнитный и проводниковый материалы вторичного элемента

материала; перспективными являются бегуны, состоящие из омедненных ферромагнитных листов. Простейшим типом линейного асинхронного двигателя с аксиальным магнитным потоком является трубчатый двигатель (рис. 3-35). В этом двигателе обмотка статора состоит из цилиндрических катушек, уложенных в определенной последовательности, а может состоять из двух или трех

непрерывных слоев (рис. 3-36). Бегун двигателя представляет собой ферромагнитный стержень, армированный хорошо проводящим материалом. Обмотки линейных асинхронных двигателей имеют схемы соединений, аналогичные схемам в обычных асинхронных двигателях. В некоторых типах линейных двигателей предусматриваются переменные по длине полюсное деление статора и параметры обмоток бегуна, что позволяет гибко изменять тяговые усилия двигателя и его скорость. Для приближенной оценки характеристик двигателя его рассматривают как обычный двигатель с развернутым статором. Линейная скорость бегущего магнитного поля статора $v_c = 2\tau f_1$, где τ — полюсное деление. Скольжение двигателя определяется по формуле

$$s = \frac{v_c - v_6}{v_c} = 1 - \frac{v_6}{2\tau f_1},$$

где v_6 — линейная скорость бегуна.

В большинстве приводов линейный двигатель осуществляет возвратно-поступательное движение. Это означает, что двигатель должен иметь хорошие пусковые свойства, т. е. критическое скольжение, близкое к единице. При этом скольжение, соответствующее номинальному режиму, $s_N = 0,1 \div 0,3$. Скорость бегуна в номинальном режиме будет $v_{6N} = 2\tau f_1 (1 - s_N) \approx (0,7 \div 0,9) \cdot 2\tau f_1$. Одной из особенностей линейного двигателя является наличие краевого эффекта, обусловленного разомкнутой магнитной системой статора; краевой эффект проявляется в том, что в бегуне образуются добавочные потери от пульсирующего поля статора и тормозные силы. Интенсивность эффекта зависит от типа бегуна, схемы обмотки статора и числа пар полюсов. При ориентировочных расчетах для машин с числом пар полюсов $p \geq 3$ можно принять, что сила, создаваемая линейным двигателем, на 10—20 % меньше силы, создаваемой аналогичным по параметрам асинхронным двигателем с кольцевым статором. Сила для двигателя с кольцевым статором находится по формуле

$$F = 2M/D = \pi M / (p\tau),$$

где M — момент двигателя, который для данного скольжения и типа первичной и вторичной обмоток можно рассчитать по формулам, приведенным в предыдущих параграфах. Для двигателей с бегуном в виде медного или алюминиевого листа расчет характеристик ведется по формулам, описывающим асинхронные управляемые двигатели с полым немагнитным ротором (см. § 10-6). Зависимости, наиболее удобные для расчета магнитного поля в воздушном зазоре линейного асинхронного двигателя, получены А. И. Вольдеком [28]. При отсутствии насыщения в ярме статора магнитная

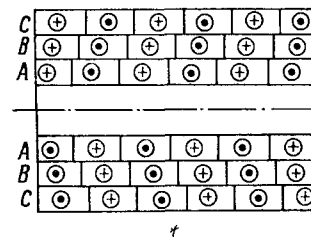


Рис. 3-36. Обмотка линейной асинхронной машины в виде непрерывных слоев провода для каждой фазы

индукция в воздушном зазоре в пределах обмотанной части статора

$$B = B_m \left[\sin \left(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{\tau} x \right) - (-1)^p \frac{\lambda_{\text{ш}}}{1 + \lambda_{\text{ш}}} \sin 2\pi f_1 t \right], \quad (3-46)$$

где $B_m = \mu_0 F_m / \delta'$ — максимальная индукция бегущего поля;

$F_m = \frac{m_1 \sqrt{2} \omega k_{\text{о}61} I_1}{\pi p}$ — амплитуда НС статора; $\lambda_{\text{ш}}$ — отношение,

магнитной проводимости шунтирующих участков магнитной цепи к магнитной проводимости активной зоны воздушного зазора; δ' — приведенный воздушный зазор с учетом наличия пазов и насыщения зубцовой зоны; m_1 — число фаз обмотки статора; ω — число

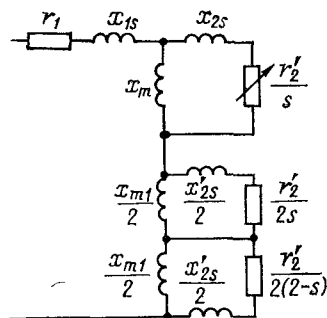


Рис. 3-37. Схема замещения линейного асинхронного двигателя с длинным бегуном типа «беличья клетка»

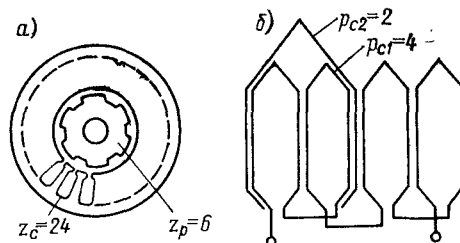


Рис. 3-38. Стальной лист статорного и роторного пакета (а) и принципиальная схема первичной и вторичной обмоток статора (б)

витков в фазе обмотки статора; $k_{\text{о}61}$ — обмоточный коэффициент.

Формула (3-46) показывает, что в простейшем случае при пренебрежении высшими гармониками поля и отсутствии насыщения ярма статора линейный асинхронный двигатель можно рассматривать как совокупность двух асинхронных машин — с бегущим и пульсирующим магнитным полем. Соответственно этому схему замещения линейного асинхронного двигателя с длинным бегуном типа «беличья клетка» представим в виде, изображенном на рис. 3-37. Здесь x_m — индуктивное сопротивление, соответствующее бегущему магнитному полю; x_{m1} — индуктивное сопротивление, соответствующее пульсирующему магнитному полю; $r_1, x_{1s}, r_2', x_{2s}$ — активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния первичной и вторичной обмоток. С помощью этой схемы можно приближенно выполнить расчет основных характеристик линейного асинхронного двигателя.

3-10. Индукторный асинхронный двигатель

Индукторными двигателями называются электрические машины с зубчатым безобмоточным ротором. У этих машин все обмотки (первичные и вторичные) располагаются на статоре, электромагнитная связь между обмотками статора осуществляется за счет изменения магнитной проводимости воздушного зазора при вращении зубчатого ротора. В настоящее время предложено большое число различных модификаций индукторных асинхронных двигателей. Для выяснения принципа работы этих двигателей и физической сущности электромагнитных процессов в них рассмотрим простейший тип индукторного асинхронного двигателя с гладким статором и зубчатым ротором (рис. 3-38). В пазах статора располагаются многофазные первичные и вторичные обмотки с числами пар полюсов p_1 и p_2 ; для устранения трансформаторной связи между обмотками по первой гармонике НС числа пар полюсов обмоток выбираются из условий $p_1 = 2kp_2$ и $p_2 = 2kp_1$, где k — целое число.

Найдем индукцию магнитного поля в воздушном зазоре при следующих допущениях (рис. 3-39):

1) НС первичной обмотки статора имеет синусоидальное распределение и может быть выражена формулой

$$F_1 = F_{1m} \cos(p_1 \alpha - \omega t),$$

где α — угол, отсчитываемый по окружности статора;

2) магнитная проводимость воздушного зазора вследствие зубчатости ротора имеет постоянную составляющую и первую зубцовую гармонику, т. е.

$$\lambda = \lambda_0 + \lambda_1 \cos z_p \beta,$$

где β — угол по окружности ротора, отсчитываемый от оси зубца; $\beta = \alpha - \alpha_1 = \alpha - \omega_p t - \alpha_0$, где α_0 — угол между осью зубца и лучом ОА, отвечающим максимуму НС.

Имеем

$$\begin{aligned} B = \lambda F_1 = & \lambda_0 F_{1m} \cos(p_1 \alpha - \omega t) + \lambda_1 F_{1m} \cos z_p (\alpha - \omega_p t - \alpha_0) \cos \times \\ & \times (p_1 \alpha - \omega t) = \lambda_0 F_{1m} \cos(p_1 \alpha - \omega t) + \frac{\lambda_1 F_{1m}}{2} \cos[(z_p - p_1) \alpha + \\ & + (\omega - z_p \omega_p) t - z_p \alpha_0] + \frac{\lambda_1 F_{1m}}{2} \cos[(z_p + p_1) \alpha - (\omega - z_p \omega_p) t - z_p \alpha_0]. \end{aligned}$$

Из этого выражения следует, что магнитное поле в воздушном зазоре содержит три составляющие: основное вращающееся маг-

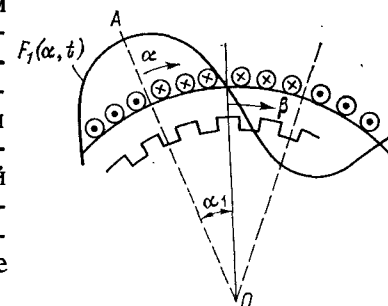


Рис. 3-39. К определению магнитной индукции в воздушном зазоре индукторного двигателя

нитное поле с числом периодов по окружности статора, равным числу пар полюсов первичной обмотки, и два вращающихся магнитных поля, возникающих вследствие зубчатости ротора; одно из этих полей имеет число периодов по окружности статора $z_p - p$ и вращается при $z_p \omega_p < \omega$ в сторону, противоположную направлению вращения основного магнитного поля; другое — с числом периодов $z_p + p_1$ — вращается в направлении основного магнитного поля. Последние две составляющие магнитного поля могут взаимодействовать со вторичной обмоткой двигателя, если ее число пар полюсов равно $p_2 = z_p \pm p_1$. По конструктивным соображениям целесообразно выбрать меньшее число пар полюсов, поэтому обычно $p_2 = z_p - p_1$ или $z_p = p_1 + p_2$. В этом случае электромаг-

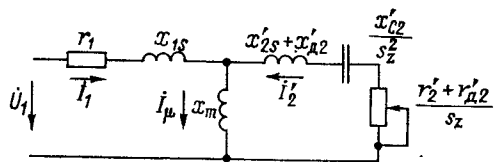


Рис. 3-40. Т-образная схема замещения с учетом потерь в стали

нитное взаимодействие между вторичной и первичной обмотками осуществляется за счет зубцовой гармоника магнитного поля, вращающейся навстречу основному магнитному полю.

При замыкании вторичной обмотки на некоторое сопротивление в нее будет передаваться электромагнитная мощность. Поскольку эта гармоника «генерируется» зубчатым ротором, то к нему будет приложен электромагнитный момент в направлении основного вращающегося магнитного поля. Угловая частота ЭДС и токов, индуцируемых во вторичной обмотке, $\omega_2 = \omega - z_p \omega_p$. При вращении ротора со скоростью, лежащей в диапазоне скоростей от 0 до ω/z_p , угловая частота тока вторичной обмотки изменяется от ω до 0.

По аналогии с обычными асинхронными двигателями можно ввести понятие скольжения

$$s_z = \frac{\omega_p \cdot c - \omega_p}{\omega_p \cdot c} = \frac{\omega/z_p - \omega_p}{\omega/z_p} = \frac{\omega - z_p \omega_p}{\omega} = \frac{\omega_2}{\omega}.$$

Из изложенного следует, что в индукторных асинхронных двигателях угловая скорость ротора в режиме холостого хода $\omega_{p0} \approx \omega/z_p$, где $z_p = p_1 + p_2 = (1 + 2k) p_1$. В аналогичном двигателе с ротором типа «беличья клетка» угловая скорость холостого хода равна ω/p_1 , т. е. в $1 + 2k$ раз больше. Такого типа двигатели могут найти применение в устройствах, где понижающий механический редуктор нежелателен. Кроме того, характеристики этих двигателей можно изменять путем включения во вторичную

обмотку добавочных сопротивлений, например, емкостного. Для более существенного снижения угловой скорости ротора следует использовать машины с двусторонней зубчатостью на статоре и роторе и осуществлять работу при более высоких зубцовых гармониках поля.

Расчет характеристик асинхронного индукторного двигателя при симметричном питании можно выполнить аналогично расчету обычного асинхронного двигателя, исходя из схемы замещения двигателя [13], изображенной на рис. 3-40.

Здесь x_m — индуктивное сопротивление фазы первичной обмотки, соответствующее основному магнитному потоку; r_1 и x_{1s} — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки; r'_2 и x'_{2s} — приведенные к первичной обмотке активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки; $x'_{d2} = x_m (4\lambda_0/\lambda_1 - 1)$ — добавочное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки, вызванное ее основным потоком; r'_{2d} и x'_{c2} — приведенные добавочные активное и емкостное сопротивления во вторичной цепи.

Глава четвертая

СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

4-1. Общие сведения

Синхронными двигателями называются электродвигатели переменного тока, у которых угловая скорость ротора жестко связана с частотой сети. Они широко используются в установках проводной связи и радиосвязи, в самопишущих приборах, устройствах видео- и звукозаписи, звуковом кино, часовой промышленности, системах синхронных передач и программного автоматического управления. Статор синхронного двигателя имеет обмотку, образующую вращающееся магнитное поле. Так же как и в асинхронных машинах, это может быть трехфазная обмотка, двухфазная обмотка с пусковой емкостью (конденсаторный синхронный двигатель) или с пусковым сопротивлением, однофазная обмотка в двигателях с экранированным полюсом и т. д. Принципиальное отличие синхронных двигателей малой мощности друг от друга состоит в конструкции ротора, в зависимости от которой различают следующие типы синхронных двигателей: а) с постоянными магнитами, б) гистерезисные, в) реактивные, г) субсинхронные, д) с катящимся или волновым ротором.

Основным режимом работы синхронных двигателей малой мощности является синхронный режим, при котором ротор вращается с постоянной угловой скоростью, зависящей от частоты сети. В действительности, угловая скорость не остается строго постоянной,

поскольку ротор двигателя может совершать колебания около положения, соответствующего равенству электромагнитного момента моменту нагрузки.

Запуск синхронных двигателей (исключение составляют гистерезисные двигатели и двигатели с катящимся или волновым ротором) обычно осуществляется с помощью пусковой обмотки типа «беличья клетка», располагаемой на роторе. При пуске двигатель находится в асинхронном режиме работы, электромагнитные процессы в нем достаточно сложны и зависят от типа двигателя.

Синхронный двигатель как электрическая машина характе-

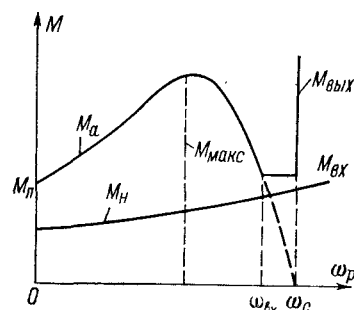


Рис. 4-1. Пусковая характеристика синхронного двигателя с «беличьей клеткой»

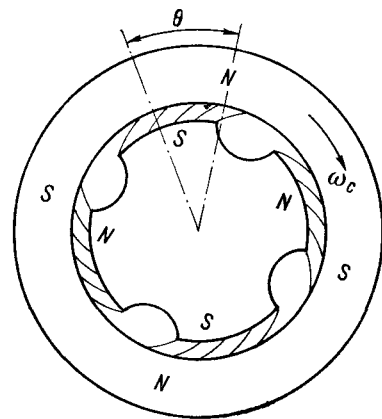


Рис. 4-2. Принципиальная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами

ризуется следующими величинами: номинальной (синхронной) угловой скоростью ω_c ; номинальной полезной мощностью P_{2N} или номинальным моментом M_N ; номинальным потребляемым током при номинальных напряжении питания и частоте сети; коэффициентом полезного действия η_N и коэффициентом мощности $\cos \varphi_N$ в номинальном режиме; пусковой механической характеристикой — зависимостью асинхронного момента M_a от угловой скорости ротора ω_p (рис. 4-1) или ее основными данными M_p , $M_{\max}$, $\omega_{сх}$; моментом входа в синхронизм $M_{вх}$ и моментом выхода из синхронизма $M_{вых}$.

Очевидно, что момент сопротивления нагрузки M_n должен быть меньше $M_{вх}$; после входа двигателя в синхронизм M_n можно увеличить, но не более чем до $M_{вых}$.

4-2. Синхронный двигатель с постоянными магнитами

Принцип работы. Устройство. Принцип работы синхронных двигателей с постоянными магнитами основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля обмотки статора с полем постоян-

ных магнитов, расположенных на роторе. Если числа пар полюсов статора и ротора равны, а скорости вращения полей одинаковы (синхронный режим), то возникает постоянное электромагнитное притяжение разноименных полюсов статора и ротора (рис. 4-2), что вызывает появление электромагнитного момента. Этот момент, называемый синхронным, в среднем равен нулю, если скорость ротора отлична от синхронной. Поэтому синхронный двигатель только с постоянными магнитами не имеет пускового момента. Для пуска двигателя на роторе устраивают короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки, с помощью которой ротор двигателя разгоняется до скорости, близкой к синхронной, и под действием синхронного

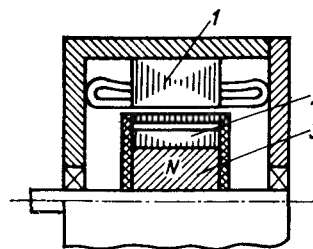


Рис. 4-3. Синхронный двигатель с радиальным расположением постоянных магнитов и короткозамкнутой обмотки
1 — статор; 2 — пусковое устройство; 3 — постоянный магнит

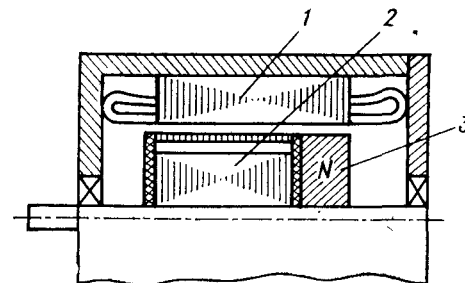


Рис. 4-4. Синхронный двигатель с аксиальным расположением постоянных магнитов и короткозамкнутой обмотки
1 — статор; 2 — короткозамкнутый ротор; 3 — постоянный магнит

момента входит в синхронизм. Таким образом, ротор двигателя должен сочетать в себе элементы синхронного двигателя (постоянные магниты) и асинхронного (короткозамкнутую обмотку).

Наибольшее распространение на практике получили две конструкции синхронных двигателей с постоянными магнитами: с радиальным расположением постоянного магнита и пусковой короткозамкнутой обмотки (рис. 4-3) и с аксиальным их расположением (рис. 4-4). Статоры двигателей обоих конструктивных исполнений ничем не отличаются от статоров обычных асинхронных машин переменного тока: их пакеты набираются из изолированных листов электротехнической стали, а в пазах укладывается трехфазная или двухфазная обмотка. В первой конструктивной форме (рис. 4-3) пакет стали ротора выполнен в виде кольца, напрессованного на постоянный магнит. В кольцевом пакете имеются пазы для стержней беличьей клетки и междуполюсные прорезы для исключения замыкания магнитного потока внутри ротора. Во второй (рис. 4-4) пакет стали ротора — обычный для асинхронного двигателя; располагается он на валу рядом с постоянными магнитами.

Уравнения ЭДС и момент двигателя в синхронном режиме. Положим, что ротор синхронного двигателя вращается по часовой стрелке; тогда в системе координат, связанной с полюсами, обмотка

статора вращается против часовой стрелки и может рассматриваться как роторная обмотка. Уравнения ЭДС такого двигателя совпадают с уравнениями ЭДС обобщенной машины, приведенными в § 1-2. Для установившегося синхронного режима в матрице Z (1-6) надо принять $p = 0$, $\omega_p = \omega$. Найдем вектор приложенного напряжения. В режиме холостого хода угол θ (между осью полюсов ротора и осью магнитного потока статора, соответствующего приложенному напряжению) равен нулю; поток полюсов индуцирует в поперечном контуре ЭДС, которая уравновешивается приложенным напряжением (рис. 4-5, а). При работе двигателя под нагрузкой магнитное поле статора уходит вперед на угол θ отно-

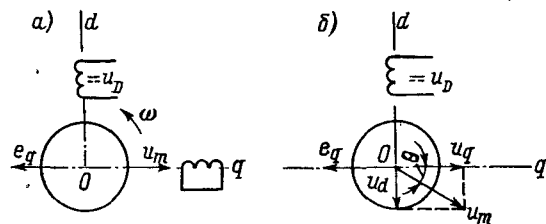


Рис. 4-5. Упрощенные векторные диаграммы напряжений синхронного двигателя: а — на холостом ходу; б — под нагрузкой

сительно полюсов (см. рис. 4-2). Вектор приложенного напряжения в системе координат, связанной с полюсами, отстает на угол θ от положения, соответствующего режиму холостого хода, и занимает положение, указанное на рис. 4-5, б. Составляющие этого вектора по осям d и q равны

$$u_d = -U_m \sin \theta = -\sqrt{2} U \sin \theta;$$

$$u_q = U_m \cos \theta = \sqrt{2} U \cos \theta,$$

где U — действующее значение фазного напряжения.

Уравнения ЭДС синхронного двигателя примут вид

$$\begin{bmatrix} D & d & q \\ D & r_D & 0 & 0 \\ d & 0 & r & -x_q \\ q & x_{md} & x_d & r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_D \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_D \\ -\sqrt{2} U \sin \theta \\ \sqrt{2} U \cos \theta \end{bmatrix}.$$

Напомним: r — активное сопротивление фазы статора.

Контур Q исключен, так как ток в нем в установившемся синхронном режиме равен нулю. Из этих уравнений следует: $I_D = U_D / r_D$, ток в обмотке возбуждения постоянен, что соответствует постоянной НС полюсов. Противо-ЭДС вращения в контуре q от продольного потока полюса $e_q = x_{md} i_d = \sqrt{2} E$ тоже постоянна.

Это позволяет число уравнений ЭДС синхронного двигателя сократить до двух:

$$\begin{bmatrix} d & q \\ d & r & -x_q \\ q & x_d & r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} -U \sin \theta \\ U \cos \theta - E \end{bmatrix}. \quad (4-1)$$

Этой системе уравнений соответствует известная векторная диаграмма токов и напряжений синхронного двигателя, изображенная на рис. 4-6, а. Обычно токи и напряжения синхронного двигателя рассматривают с противоположным знаком, а вместо амплитуд вводят действующие значения. В этом случае получим более удобную векторную диаграмму напряжений, расположенную в первом квадранте (рис. 4-6, б).

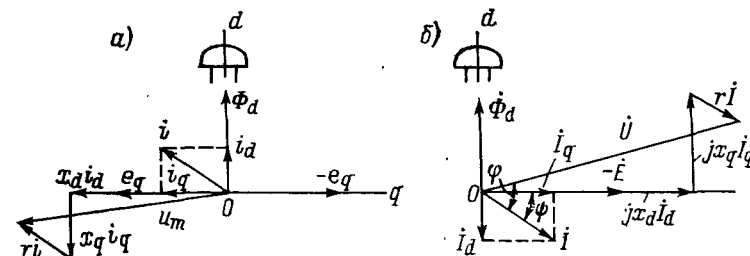


Рис. 4-6. Векторные диаграммы токов и напряжений синхронного двигателя

Выражение для момента получим из формулы (1-11)

$$M = (L_d - L_q) i_d i_q + M_D i_D i_q$$

или, с учетом приведенного выше выражения для e_q ,

$$M = \frac{1}{\omega} [(x_d - x_q) i_d i_q + e_q i_q]. \quad (4-2)$$

Решая уравнения ЭДС относительно токов i_d и i_q , находим

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \sqrt{2} \frac{U (-r \sin \theta + x_q \cos \theta) - x_q E}{r^2 + x_d x_q}; \\ i_q &= \sqrt{2} \frac{U (r \cos \theta + x_d \sin \theta) - r E}{r^2 + x_d x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

Подставляя эти выражения для токов в формулу (4-2), можно получить зависимость синхронного момента двигателя от его параметров, приложенного напряжения и степени возбуждения машины, определяемой величиной E . При учете всех параметров эта зависимость получается достаточно сложной. В крупных машинах обычно принимают $r \approx 0$; тогда

$$i_d = \sqrt{2} (-E + U \cos \theta) / x_d; \quad i_q = \sqrt{2} (U \sin \theta) / x_q$$

и

$$M = \frac{2}{\omega} \left[\frac{EU}{x_d} \sin \theta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \right] \sin 2\theta.$$

Первая составляющая момента, обусловленная магнитным потоком возбуждения, называется основным синхронным моментом; вторая составляющая — от явнополюсности ротора — реактивным моментом. В трехфазных машинах за параметры x_d и x_q принимаются параметры одной фазы и выражение для момента надо умножить на $3/2$. Для определения влияния активного сопротивления статора на момент двигателя выполним вычисления, учитывая только первую степень r в выражениях токов и момента, т. е. пренебрежем членом r^2 по сравнению с x_d^2 , x_q^2 и $x_d x_q$. Из выражений (4-3) получаем

$$i_d = \frac{\sqrt{2}}{x_d} \left[-E + U \left(\cos \theta - \frac{r}{x_q} \sin \theta \right) \right];$$

$$i_q = \frac{\sqrt{2}}{x_q} \left[-\frac{r}{x_d} E + U \left(\sin \theta + \frac{r}{x_d} \cos \theta \right) \right].$$

Подставляя i_d и i_q в формулу (4-2) и выполняя несложные алгебраические преобразования, находим

$$M = \frac{2}{\omega} \left\{ \frac{EU}{x_d} \left[\sin \theta + \frac{r}{x_d} \left(2 - \frac{x_d}{x_q} \right) \cos \theta \right] - \frac{r}{x_d^2} \left[E^2 + \frac{U^2}{2} \times \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right)^2 + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \left[\sin 2\theta + r \left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right) \cos 2\theta \right] \right] \right\}. \quad (4-4)$$

Преобразуя тригонометрические функции по формулам приведения, будем иметь

$$M = \frac{2}{\omega} \left\{ \frac{EU}{x_d} \sin(\theta + \varepsilon_1) + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin(2\theta + \varepsilon_2) - \frac{r}{x_d^2} \left[E^2 + \frac{U^2}{2} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right)^2 \right] \right\}, \quad (4-5)$$

где

$$\operatorname{tg} \varepsilon_1 = \frac{r}{x_d} \left(2 - \frac{x_d}{x_q} \right); \quad \operatorname{tg} \varepsilon_2 = r \left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q} \right).$$

Из формулы (4-5) следует, что синхронный момент двигателя содержит три составляющие:

основной синхронный момент

$$M_1 = \frac{2}{\omega} \frac{EU}{x_d} \sin(\theta + \varepsilon_1);$$

реактивный синхронный момент от явнополюсности ротора

$$M_2 = \frac{U^2}{\omega} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin(2\theta + \varepsilon_2);$$

и не зависящий от угла θ момент сопротивления

$$M_0 = -\frac{2r}{\omega x_d^2} \left[E^2 + \frac{U^2}{2} \left(\frac{x_d}{x_q} - 1 \right)^2 \right].$$

Из сравнения формул (4-4) и (4-5) следует, что влияние активного сопротивления статора на синхронный момент сводится к появлению постоянного момента M_0 и смещению кривых момента на углы ε_1 и ε_2 , пропорциональные активному сопротивлению статора. Для неявнополюсного двигателя с электромагнитным возбуждением $x_d = x_q$ и

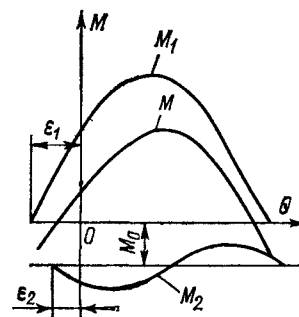


Рис. 4-7. Зависимость моментов синхронного двигателя от угла θ

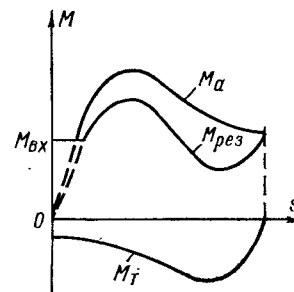


Рис. 4-8. Зависимость асинхронных моментов синхронного двигателя от скольжения

$$M = \frac{2}{\omega} \frac{\varepsilon U^2}{x_d} \left[\sin(\theta + \varepsilon_1) - \varepsilon \frac{r}{x_d} \right], \quad (4-6)$$

где $\varepsilon = E/U$ — степень возбуждения двигателя.

Максимальный момент двигателя будет при $\sin(\theta + \varepsilon_1) = 1$:

$$M_{\max} = \frac{2}{\omega} \frac{U^2}{x_d} \varepsilon \left(1 - \varepsilon \frac{r}{x_d} \right).$$

Этот момент имеет наибольшее значение при степени возбуждения $\varepsilon = x_d/(2r)$. Расчет момента двигателей с постоянными магнитами необходимо проводить по общей формуле (4-5), имея в виду, что для этих машин $x_d < x_q$ и реактивный момент при рабочих углах θ направлен в сторону, противоположную направлению основного синхронного момента (рис. 4-7). Степень возбуждения двигателей с постоянными магнитами должна быть меньше, чем в двигателях с электромагнитным возбуждением; ее значение выбирается из условия пуска двигателя и входа его в синхронизм.

Пусковой режим. Вход в синхронизм. Одним из основных требований, предъявляемых к синхронным двигателям, является требование надежного пуска и входа в синхронизм. Необходимо, чтобы вращающие моменты, действующие на ротор в процессе его разгона и при входе в синхронизм, были не меньше номинального момента двигателя. Пуск малогабаритных синхронных

двигателей с постоянными магнитами осуществляется непосредственным включением в сеть. Во время разгона на ротор кроме вращающего асинхронного момента M_a и момента сопротивления нагрузки M_n действует еще тормозной момент M_T , возникающий от взаимодействия магнитного поля ротора с наведенными им в обмотке статора токами, протекающими по цепи статор — источник питания. Эти токи имеют частоту $f_1(1-s)$, где s — скольжение, и отличаются от частоты сети. На рис. 4-8 представлены кривые моментов, действующих на ротор двигателя в процессе его разгона. Асинхронный момент при симметричном напряжении на обмотке статора определяется по формуле (3-5).

Для вывода формулы тормозного момента рассмотрим векторную диаграмму синхронного двигателя (рис. 4-9), который можно рассматривать как генератор в режиме короткого замыкания. На диаграмме $x'_d = x_d(1-s)$

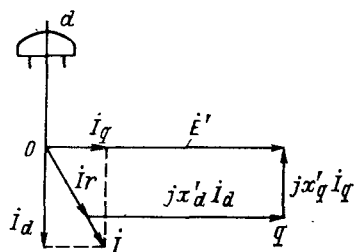


Рис. 4-9. Векторная диаграмма синхронного двигателя в режиме короткого замыкания

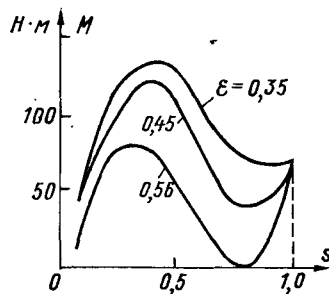


Рис. 4-10. Пусковые характеристики синхронного двигателя при различной степени возбуждения

и $x'_q = x_q(1-s)$ — синхронные сопротивления по продольной и поперечной осям двигателя при заданном скольжении.

Из векторной диаграммы находим

$$rI_q + x'_d I_d = E'; \quad -x'_q I_q + rI_d = 0;$$

отсюда

$$I_q = \frac{rE'}{r^2 + x'_d x'_q}; \quad I_d = \frac{x'_q E'}{r^2 + x'_d x'_q},$$

где $E' = E(1-s)$ — ЭДС фазы двигателя.

Тормозной момент равен потерям в активном сопротивлении фаз, деленным на угловую скорость:

$$M_T = -\frac{P_a}{\omega_p} = -\frac{2I^2 r}{\omega_c(1-s)} = -\frac{2(I_d^2 + I_q^2)r}{\omega_c(1-s)}.$$

Подставляя сюда выражения для токов и сопротивлений x'_d и x'_q , получаем

$$M_T = -\frac{2E^2 r}{\omega_c} \frac{(1-s)[r^2 + (1-s)^2 x_q^2]}{[r^2 + (1-s)^2 x_d x_q]^2}. \quad (4-7)$$

Из этой формулы следует, что тормозной момент растет с увеличением степени возбуждения двигателя и активного сопротивления обмотки статора. По этим причинам в двигателях малых габаритов, имеющих большое актив-

ное сопротивление обмоток, степень возбуждения должна быть меньше, чем в двигателях больших габаритов. На рис. 4-10 приведены пусковые механические характеристики двигателя мощностью 2,5 Вт на частоту 50 Гц при различной степени возбуждения ε .

Ротор синхронного двигателя с постоянными магнитами втягивается в синхронизм в конце пуска под действием синхронизирующего момента. Вход в синхронизм происходит за весьма короткое время. Переход ротора от подсинхронной скорости к синхронной осуществляется скачком, поэтому входной момент сильно зависит от момента инерции ротора и связанного с ним нагрузочного устройства. Очевидно, что вход в синхронизм осуществляется тем лучше, чем выше подсинхронная скорость ротора и больше синхронный момент.

Рассмотрим процесс входа в синхронизм с энергетической точки зрения. Двигатель войдет в синхронизм, если работа, совершаемая синхронным моментом, будет больше (или равна) суммы прироста кинетической энергии ротора и работы преодоления сопротивления нагрузки:

$$A_c \geq \Delta W_k + A_n. \quad (4-8)$$

При синусоидальной зависимости синхронного момента от угла θ $M_c = M_{\max} \sin(\theta + \varepsilon_1)$ получим

$$A_c = \int_{-\varepsilon_1}^{\pi-\varepsilon_1} M_{\max} \sin(\theta + \varepsilon_1) d\theta = 2M_{\max}.$$

Изменение кинетической энергии ротора

$$\Delta W_k = J\omega_c^2/2 - J\omega_c^2(1-s_{\text{вх}})^2/2 \approx J\omega_c^2 s_{\text{вх}},$$

где J — момент инерции ротора.

Работу преодоления момента сопротивления нагрузки с учетом асинхронного момента двигателя при изменении s от $s_{\text{вх}}$ до 0 найдем по формуле

$$A_n = \int_0^{t_{\text{вх}}} M_n(1-s/s_{\text{вх}})\omega_c(1-s)dt \approx M_n\omega_c t_{\text{вх}}/2. \quad (4-9)$$

Продолжительность входа в синхронизм определяем из закона сохранения момента количества движения

$$J\omega_c - J\omega_c(1-s_{\text{вх}}) = M_{\text{ср}} t_{\text{вх}}.$$

Приняв $M_{\text{ср}} = (2/\pi) M_{\max} - M_n/2$, получим

$$t_{\text{вх}} = \frac{J\omega_c s_{\text{вх}}}{(2/\pi) M_{\max} - M_n/2}.$$

Подставляя это значение в формулу (4-9), находим

$$A_n = \frac{J\omega_c^2 s_{\text{вх}}}{\pi} \frac{M_{\max}}{M_n} - 1.$$

Неравенство (4-8) примет вид

$$2M_{\max} \geq J\omega_c^2 s_{\text{вх}} + \frac{J\omega_c^2 s_{\text{вх}}}{\pi} \frac{M_{\max}}{M_n} - 1.$$

Отсюда

$$s_{\text{вх}} \leq \frac{2M_{\max}}{J\omega_c^2} \left(1 - \frac{\pi M_n}{4M_{\max}}\right). \quad (4-10)$$

Соотношение (4-10) определяет при заданных $M_{\max}$ и M_n скольжение асинхронного режима, при котором возможен вход двигателя в синхронизм.

Особенности рабочего режима. Рабочий режим синхронного двигателя с постоянными магнитами имеет ряд особенностей, которые обусловлены поведением постоянного магнита как источника НС возбуждения. Для определения рабочих свойств синхронного двигателя с постоянными магнитами прежде всего необходимо найти по кривой намагничивания положение прямой возврата, характеризующей магнитное состояние двигателя, и ЭДС в его обмотках.

Для двигателя с радиально расположенными магнитами (см. рис. 4-3) положение прямой возврата находим по пересечению кривой размагничивания постоянного магнита и вспомога-

тельной прямой, называемой характеристикой противовключения (рис. 4-11). Противовключение возникает в асинхронном режиме работы двигателя при малых скольжениях, когда демпфирующее действие токов короткозамкнутого ротора ничтожно мало. В од-

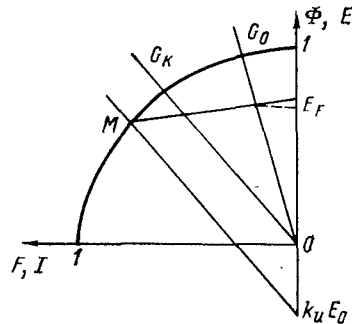


Рис. 4-11. К определению точки отхода прямой возврата от кривой размагничивания в синхронном двигателе с радиально расположенными магнитами

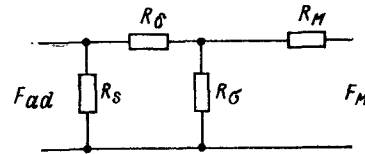


Рис. 4-12. Схема замещения магнитной цепи двигателя по продольной оси

ЭДС холостого хода двигателя

$$E_0 = \frac{E_F}{1 + R_\delta G_s}, \quad (4-12)$$

где E_F — ордината точки пересечения прямой возврата с характеристикой холостого хода, соответствующей магнитной проводимости $1/R_\delta + G_\sigma = G_0$.

У двигателя с аксиально расположенными магнитами наибольшее размагничивание магнита происходит в режиме короткого замыкания в момент подключения двигателя к сети при неподвижном роторе.

Для определения точки отхода прямой возврата от кривой размагничивания находим ток короткого замыкания I_K по схеме замещения и умножаем его на коэффициент 1,1—1,3, учитывающий переходную составляющую тока в момент включения.

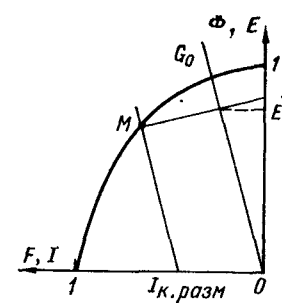


Рис. 4-13. К определению точки отхода прямой возврата в двигателе с аксиально расположенными магнитами

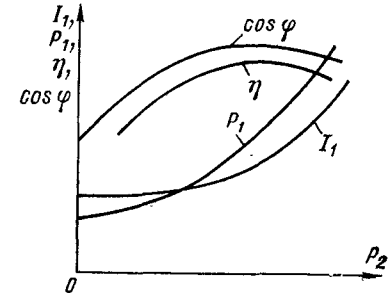


Рис. 4-14. Рабочие характеристики синхронного трехфазного двигателя с постоянными магнитами

ном из положений ротора НС полюсов и НС обмотки статора оказываются направленными по одной оси навстречу друг другу.

В этом положении, называемом режимом противовключения, размагничивающее действие реакции якоря максимально. В ненасыщенных машинах можно использовать простую схему замещения магнитных сопротивлений, изображенную на рис. 4-12.

Здесь F_{ad} — НС обмотки двигателя; F_M — НС постоянного магнита; $R_M, R_\sigma, R_s, R_\delta$ — магнитные сопротивления магнита, полей рассеяния магнита и обмотки, воздушного зазора.

Характеристика противовключения в относительных единицах имеет вид

$$\Phi = E = G_K I - k_u E_0, \quad (4-11)$$

где

$$G_K = G_\sigma + \frac{1}{R_\delta + 1/G_s}$$

— магнитная проводимость при коротком замыкании;

$$k_u = \frac{x_\delta}{x_\delta + x_s} = \frac{G_\delta}{G_\delta + G_s} = \frac{1}{1 + R_\delta G_s}$$

— коэффициент, учитывающий падение напряжения на индуктивности рассеяния.

Размагничивающая составляющая тока, приведенная к полюсам магнита,

$$I_{K, \text{разм}} = \frac{(1,1 + 1,3) I_K}{1 + R_\delta (G_\sigma + G_M)}$$

На диаграмме магнита (рис. 4-13), построенной в относительных единицах, по оси токов откладываем отрезок $I_{K, \text{разм}}$ и проводим прямую, параллельную прямой, соответствующей результирующей проводимости G_0 , до пересечения с кривой размагничивания. Полученная точка и является искомой. ЭДС холостого хода находим по формуле (4-12).

Положительными свойствами синхронных двигателей с постоянными магнитами являются: высокая стабильность скорости в синхронном режиме, высокие энергетические показатели (КПД, $\cos \phi$). Недостаток — большая кратность пускового тока и более высокая стоимость по сравнению с аналогичными реактивными двигателями. На рис. 4-14 приведен примерный вид рабочих характеристик синхронного трехфазного двигателя с постоянными магнитами.

4-3. Синхронный реактивный двигатель

Принцип работы. Устройство. Работа синхронного реактивного двигателя основана на взаимодействии кругового вращающегося магнитного поля статора с явнополюсным невозбужденным ротором. Для выяснения принципа работы положим, что поле статора

образовано двухполюсной обмоткой и неподвижно. Явнополюсный ротор (рис. 4-15, а) займет по отношению к полю статора положение, соответствующее максимальной магнитной проводимости. При повороте ротора вправо или влево от этого положения (рис. 4-15, б) возникает момент, который направлен в противоположную сторону и имеет максимальное значение, если угол

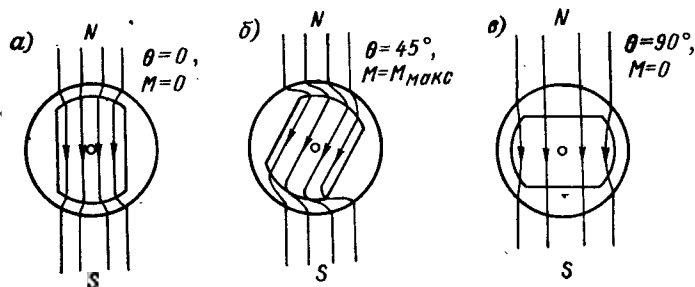


Рис. 4-15. Образование вращающего момента в реактивном синхронном двигателе

поворота $\theta = 45^\circ$ (рис. 4-15, б). В положении, приведенном на рис. 4-15, в, $\theta = 90^\circ$, момент также равен нулю, как и на рис. 4-15, а, но это положение ротора не является устойчивым. Полученная картина электромагнитных явлений будет такой же,

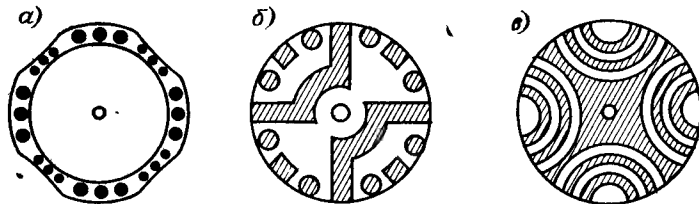


Рис. 4-16. Конструкции ротора синхронных реактивных двигателей

если поле статора и ротор вращаются синхронно с постоянной скоростью. Отсюда следует важный вывод, что постоянный синхронный момент возникает в двигателе только при синхронной скорости. Для запуска двигателя на его роторе устраивают короткозамкнутую обмотку типа беличьей клетки. На рис. 4-16, а приведена типовая конструкция ротора реактивного двигателя; она получается путем фрезерования полюсов короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя типа беличьей клетки. Лучшие результаты дают конструкции ротора, изображенные на рис. 4-16, б, в, соответственно для двухполюсной и четырехполюсной машины.

Векторная диаграмма и синхронный момент реактивного двигателя. Векторная диаграмма токов и напряжений синхронного ре-

активного двигателя строится аналогично векторной диаграмме синхронного двигателя с постоянными магнитами (см. рис. 4-6, б) и изображена на рис. 4-17. Отличие состоит в том, что для реактивного двигателя $E = 0$ и вектор тока всегда отстает по фазе от вектора напряжения. Уравнения ЭДС можно получить из уравнения (4-1), положив $E = 0$, или из векторной диаграммы:

$$\left. \begin{aligned} rI_d - x_q I_q &= -U \sin \theta; \\ x_d I_d + rI_q &= U \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (4-13)$$

Действующие значения токов находим по формулам (4-3) при $E = 0$ или решая уравнения (4-13):

$$\left. \begin{aligned} I_d &= \frac{i_d}{\sqrt{2}} = \frac{U (x_q \cos \theta - r \sin \theta)}{r^2 + x_d x_q}; \\ I_q &= \frac{i_q}{\sqrt{2}} = \frac{U (x_d \sin \theta + r \cos \theta)}{r^2 + x_d x_q}. \end{aligned} \right\} \quad (4-14)$$

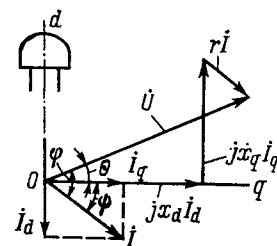


Рис. 4-17. Векторная диаграмма токов и напряжений реактивного двигателя

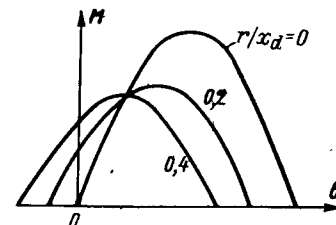


Рис. 4-18. Синхронный момент реактивного двигателя при различии отношении r/x_d

Угол θ между вектором приложенного напряжения и поперечной осью двигателя q называется углом нагрузки. Его можно определить по экспериментальным данным U , I , $\cos \varphi$ и параметрам двигателя r , x_d и x_q . Действительно, из векторной диаграммы имеем

$$I_q = I \cos (\varphi - \theta); \quad I_d = I \sin (\varphi - \theta).$$

Подставим эти значения во второе уравнение (4-13):

$$x_d I (\sin \varphi \cos \theta - \cos \varphi \sin \theta) + I r (\cos \varphi \cos \theta + \sin \varphi \sin \theta) = U \cos \theta;$$

отсюда

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{U - I (x_d \sin \varphi + r \cos \varphi)}{I (r \sin \varphi - x_d \cos \varphi)}.$$

Аналогично из первого уравнения (4-13) находим

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I (x_q \cos \varphi - r \sin \varphi)}{U - I (x_q \sin \varphi + r \cos \varphi)}.$$

Момент двигателя определяем по формуле (4-2):

$$M = \frac{2}{\omega} (x_d - x_q) I_d I_q = \frac{2U^2}{\omega} \frac{x_d - x_q}{(r^2 + x_d x_q)^2} (x_q \cos \theta - r \sin \theta) (x_d \sin \theta + r \cos \theta) = \frac{2U^2}{\omega} \frac{x_d - x_q}{(r^2 + x_d x_q)^2} [(x_d x_q - r^2) \sin \theta \cos \theta + r(x_q \cos^2 \theta - x_d \sin^2 \theta)]. \quad (4-15)$$

Выполняя над выражением в квадратных скобках несложные тригонометрические преобразования, получаем

$$M = \frac{U^2}{\omega} \frac{x_d - x_q}{(r^2 + x_d x_q)^2} [\sqrt{(r^2 + x_d^2)(r^2 + x_q^2)} \sin(2\theta + \varepsilon_2) - r(x_d - x_q)], \quad (4-15a)$$

где

$$\operatorname{tg} \varepsilon_2 = \frac{r(x_d + x_q)}{x_d x_q - r^2}.$$

При $r \ll x_d, r \ll x_q$ выражение (4-15 а) совпадает с приведенной выше формулой (4-5), если принять в ней $E = 0$.

Максимальное значение момента будет при $2\theta + \varepsilon_2 = \frac{\pi}{2}$ или $\theta = \frac{\pi}{4} - \frac{\varepsilon_2}{2}$;

$$M_{\max} = \frac{U^2 (x_d - x_q)}{\omega (r^2 + x_d x_q)^2} [\sqrt{(r^2 + x_d^2)(r^2 + x_q^2)} - r(x_d - x_q)].$$

Можно также найти значения угла θ , при которых момент равен нулю. Приравняв нулю выражение в квадратных скобках в формуле момента (4-15), находим

$$(x_d x_q - r^2) \sin \theta \cos \theta + r x_q \cos^2 \theta - r x_d \sin^2 \theta = 0,$$

или, деля это уравнение на $\cos^2 \theta$, получаем

$$r x_d \operatorname{tg}^2 \theta - (x_d x_q - r^2) \operatorname{tg} \theta - r x_q = 0.$$

Решая это квадратное уравнение относительно $\operatorname{tg} \theta$, находим

$$\operatorname{tg} \theta_1 = -r/x_d; \quad \operatorname{tg} \theta_2 = x_q/r.$$

На рис. 4-18 приведены кривые зависимости синхронного момента при различных значениях отношения r/x_d и при $x_d/x_q = 2$. С увеличением активного сопротивления статора максимум синхронного момента достигается при углах, меньших 45° , и появляется постоянный тормозной момент, пропорциональный $r(x_d - x_q)^2$. Это приводит к более низкой перегрузочной способности синхронного реактивного двигателя по сравнению с аналогичной характеристикой синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Пуск двигателя. Вход в синхронизм. Пуск реактивных двигателей малой мощности осуществляется непосредственным включением в сеть переменного тока. Поскольку ротор снабжен короткозамкнутой клеткой, то про-

цесс пуска происходит аналогично пуску асинхронного двигателя. Индуцируемые в короткозамкнутом роторе токи взаимодействуют с результирующим магнитным полем статора и образуют асинхронный вращающий момент M_a , который, преодолевая момент сопротивления нагрузки, разгоняет ротор.

При малых скольжениях под действием синхронного реактивного момента двигатель втягивается в синхронизм. Вследствие магнитной асимметрии ротора — неравенства параметров двигателя по продольной и поперечной осям — пуск реактивного двигателя имеет некоторые особенности. Они обусловлены появлением в двигателе магнитного поля, вращающегося встречно основному полю, пульсациями вращающего момента и искажением кривой момента при скорости ротора, равной половине синхронной.

Точное выражение для асинхронного момента можно получить, исходя из уравнений ЭДС с исключенными контурами статора (демпферными контурами). Поскольку в асинхронном режиме скорость ротора $v = 1 - s$, а частота тока в контурах равна ω , то в уравнениях обобщенной машины (1-23) надо заменить j на js и принять $E_d = E_q = 0$. Приложенные к контурам d и q напряжения равны и сдвинуты по фазе на 90° :

$$\dot{U}_d = U e^{js\omega t}; \quad \dot{U}_q = -j U e^{js\omega t}.$$

Получим уравнение

$$\begin{bmatrix} r + jsx_d(js) & -(1-s)x_q(js) \\ (1-s)x_d(js) & r + jsx_q(js) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U} \\ -j\dot{U} \end{bmatrix},$$

где $\dot{U} = U e^{js\omega t}$.

Решая это уравнение относительно токов i_d и i_q , находим

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{\dot{U}}{\Delta} [r - j(1-2s)x_q(js)]; \\ i_q &= -\frac{j\dot{U}}{\Delta} [r - j(1-2s)x_d(js)], \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

где

$$\Delta = r^2 + jsr[x_d(js) + x_q(js)] + (1-2s)x_d(js)x_q(js).$$

Среднее значение асинхронного момента определяем в соответствии с формулой (1-25):

$$M_a = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} [x_d(js) \dot{i}_d \dot{i}_q^* - x_q(js) \dot{i}_q \dot{i}_d^*].$$

Подставляя сюда выражения для токов, получаем

$$M_a = \frac{U^2}{\omega |\Delta|^2} \operatorname{Re} \{ jx_d(js) [r - j(1-2s)x_q(js)] [r + j(1-2s)x_d^*(js)] + jx_q(js) [r - j(1-2s)x_d(js)] [r + j(1-2s)x_q^*(js)] \}. \quad (4-17)$$

Расчет по этой точной формуле достаточно сложен, поэтому на практике используют приближенные методы. Для крупных машин принимают $r = 0$; тогда выражения для токов (4-16) упрощаются:

$$i_d = \frac{\dot{U}}{jx_d(js)}; \quad i_q = \frac{-j\dot{U}}{jx_q(js)}.$$

Подставляя их в формулу для момента, находим

$$M_a = -\frac{U^2}{\omega} \operatorname{Re} \left[\frac{1}{jx_d^*(js)} + \frac{1}{jx_d^*(js)} \right] =$$

$$= \frac{U^2}{\omega} \left[\frac{\operatorname{Re} jx_q(js)}{|x_q(js)|^2} + \frac{\operatorname{Re} x_d(js)}{|x_d(js)|^2} \right] = \frac{1}{\omega} [I_q^2 \operatorname{Re} jx_q(js) + I_d^2 \operatorname{Re} jx_d(js)]. \quad (4-18)$$

Значения $\operatorname{Re} jx_d(js)$ и $\operatorname{Re} jx_q(js)$ легко найти по схемам замещения двигателя по продольной и поперечной осям для асинхронного режима работы (рис. 4-19).

Но $(2I_q^2/\omega) \operatorname{Re} jx_q(js) = M_{aq}$ — момент асинхронного двигателя с равномерным зазором и параметрами, равными параметрам по поперечной оси,

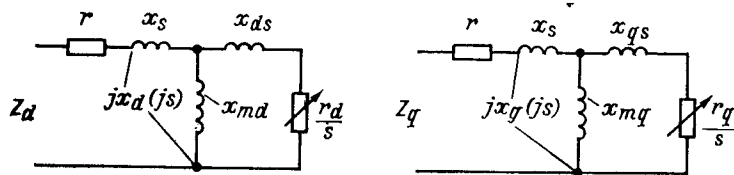


Рис. 4-19. Схемы замещения реактивного двигателя в асинхронном режиме

а $(2I_d^2/\omega) \operatorname{Re} jx_d(js) = M_{ad}$ — момент асинхронного двигателя с равномерным зазором и параметрами, равными параметрам синхронного двигателя по продольной оси. Поэтому

$$M_a = \frac{1}{2} (M_{aq} + M_{ad}). \quad (4-19)$$

Для определения каждого из моментов машины может быть использована обычная схема замещения асинхронного двигателя. Момент асинхронного двигателя находится как среднее арифметическое его составляющих по осям d и q . Это значение момента при $r = 0$ является точным.

Если же $r \neq 0$, то в приближенных расчетах естественно использовать ту же формулу (4-19), определяя токи I_d и I_q по схемам замещения с учетом активного сопротивления статора (рис. 4-19). Такой метод расчета дает достаточно хорошие результаты при исключении области полусинхронной частоты, в которой наблюдаются провалы в кривой момента, обусловленные магнитной несимметрией ротора.

Рассмотрим выражение для момента при скорости, равной половине синхронной, т. е. при $s = \frac{1}{2}$ и $r \neq 0$.

Выражения для токов I_d и I_q упрощаются и принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} I_d &= \frac{\dot{U}}{r + j \cdot \frac{1}{2} [x_d(js) + x_q(js)]}; \\ I_q &= \frac{-j\dot{U}}{r + j \cdot \frac{1}{2} [x_d(js) + x_q(js)]} = -jI_d. \end{aligned} \right\} \quad (4-20)$$

Эти выражения показывают, что токи I_d и I_q при скорости, равной половине синхронной, зависят от среднего арифметического полных сопротивлений по продольной и поперечной осям, равны и сдвинуты по фазе на 90° . Момент двигателя находится по такой же формуле, как и при $r = 0$. Подставляя выражения для токов (4-20) в формулу момента (1-25), получаем

$$M_a = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} [x_d(js) I_d I_d^* - x_q(js) (-jI_d I_d^*)] =$$

$$= \frac{I_d^2}{\omega} \operatorname{Re} [jx_d(js) + jx_q(js)]. \quad (4-21)$$

Формулы (4-18) и (4-21) показывают, что точное значение момента при полусинхронной частоте можно получить, если соединить последовательно схемы замещения по осям d и q , подать на них напряжение $2U$, а затем найти сумму потерь в цепях ротора по осям d и q . Точность расчета не зависит от активного сопротивления статора.

Таким образом, имеются достаточные основания считать, что средний асинхронный момент явнополюсной машины можно определить с удовлетворительной точностью для большого диапазона частот, соединив полные сопротивления по осям d и q параллельно, а при половинной синхронной скорости — последовательно.

На рис. 4-20 приведены кривые асинхронного момента в функции скольжения, рассчитанные по формуле (4-17). Приближенный метод не дает возможности обнаружить значительные провалы в кривой момента при скорости, близкой к полусинхронной, наблюдаемые у двигателей с большим активным сопротивлением статора. Процесс втягивания реактивного двигателя в синхронизм происходит аналогично, как и в синхронных двигателях с постоянными магнитами. Полное решение вопроса входа реактивного двигателя в синхронизм требует решения уравнения движения ротора под действием среднего и пульсирующего электромагнитных моментов. Оно может быть выполнено с помощью аналоговой вычислительной машины (АВМ).

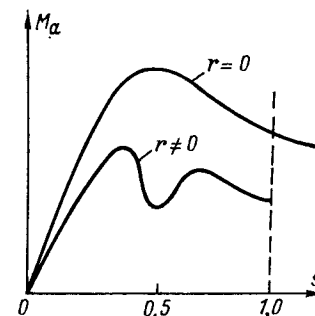


Рис. 4-20. Зависимость асинхронного момента реактивного двигателя от скольжения

4-4. Гистерезисные двигатели

Принцип работы. Устройство. Статор гистерезисного двигателя выполняется аналогично статору асинхронного двигателя: на нем имеется обмотка, создающая вращающееся магнитное поле (трехфазная, двухфазная с постоянно включенной емкостью, сосредоточенная с экранированным полюсом и т. п.). Ротор двигателя сделан из магнитно-твердого материала и обмотки не имеет. Вращающий момент гистерезисного двигателя возникает за счет сильно выраженного гистерезиса материала ротора. Сущность гистерезиса (используем гипотезу об элементарных магнитах) состоит в том, что при изменении (вращении) внешнего по отношению к ротору магнитного поля элементарные магниты вследствие сил молекулярного трения устанавливаются (поворачиваются) по направлению поля с некоторым отставанием.

При включении обмотки статора в сеть переменного тока в машине образуется вращающееся магнитное поле; при этом наведенные полюсы ротора вращаются с той же частотой, что и полюсы статора. При отсутствии гистерезиса полюсы ротора располагаются точно под полюсами статора (рис. 4-21, а). Положим, что ротор набран из листов ферромагнитного материала, изолированных друг от друга так, что действием вихревых токов можно пренебречь. В этом случае между статором и ротором действуют только радиальные силы, уравнивающиеся друг друга при равномерном зазоре. Вращающий момент, приложенный к ротору, равен нулю.

При наличии гистерезиса под действием сил молекулярного трения наведенные полюсы ротора смещаются относительно полюсов

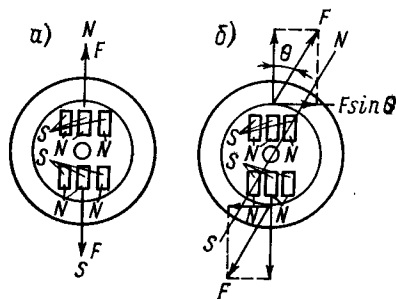


Рис. 4-21. К образованию вращающегося момента в гистерезисном двигателе

статора на некоторый угол θ (рис. 4-21, б). При взаимодействии полюсов статора и ротора появляется тангенциальная составляющая силы притяжения, которая обуславливает появление вращающего момента. Если момент нагрузки, приложенный к ротору, превышает гистерезисный момент при данном угле отставания θ , то этот угол, а вместе с ним и гистерезисный электромагнитный момент будут возрастать, пока не достигнут своего максимального значения, определяемого магнитными свойствами материала ротора, его объемом, распределением магнитной индукции.

Значение момента не зависит от скорости перемещения поля относительно ротора. Поскольку появление момента связано с наличием гистерезиса в ферромагнитном материале ротора, то его называют гистерезисным моментом, а двигатели, в которых этот момент является главным, — гистерезисными двигателями. Следует отметить, что гистерезисный момент существует и в обычных асинхронных двигателях с ротором «беличья клетка». Однако для магнитно-мягких материалов магнитопровода ротора (листовая электротехническая сталь) гистерезисный момент столь незначителен, что его не учитывают.

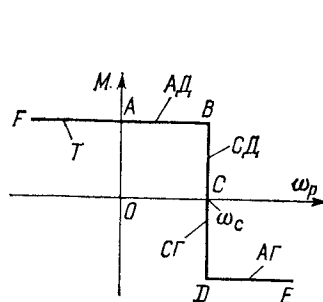


Рис. 4-22. Механическая характеристика идеальной гистерезисной машины

AD и CD — соответственно асинхронный и синхронный двигатель; AG и CG — асинхронный и синхронный генератор; T — тормоз

При нагрузке, меньшей максимального гистерезисного момента, ротор двигателя приходит во вращение. В силу инерции ротора его скорость не может мгновенно сравняться со скоростью поля: имеет место асинхронный режим, при котором каждая точка ротора перемагничивается с частотой скольжения. За счет избыточного момента, равного разности гистерезисного момента и момента нагрузки, ротор двигателя достигает синхронной скорости, и гистерезисный двигатель работает как синхронный двигатель с постоянными магнитами. При этом ротор отстает от поля статора на угол θ , зависящий от момента нагрузки. При изменении нагрузки этот угол меняется; в случае внезапного изменения нагрузки наблюдаются качания ротора около нового положения равновесия. Механическая характеристика идеального гистерезисного двигателя (рис. 4-22) состоит из двух прямых: AB — для асинхронного режима ($M = \text{const}$) и BC — для синхронного режима ($\omega_p = \text{const}$). Если при синхронной скорости изменить знак момента, т. е. к машине подвести механическую мощность, то она перейдет в режим синхронного генератора (прямая CD). При превышении синхронной скорости в случае согласного вращения поля и ротора возникает режим асинхронного генератора (прямая DE). При различных направлениях вращения ротора и поля статора машина работает в режиме тормоза с постоянным моментом (прямая AF). Момент идеального гистерезисного двигателя

$$M_r = \frac{P_{эм}}{\omega_s} = \frac{p}{2\pi f_1} P_{эм},$$

где $P_{эм} = \omega_r f_1 V_p$ — электромагнитная мощность, передаваемая со статора на ротор при заторможенном двигателе. Здесь ω_r — удельные потери на гистерезис за один цикл перемагничивания; f_1 — частота сети; V_p — объем активного материала ротора.

Отсюда

$$M_r = \frac{p}{2\pi} \omega_r V_p. \quad (4-22)$$

Из этой формулы следует, что момент гистерезисного двигателя тем больше, чем больше произведение $\omega_r V_p$. При ограниченной мощности возбуждения статора существует такой объем активного материала ротора, при котором $\omega_r V_p$ максимально. Действительно, если V_p велико, то материал ротора полностью не намагничен (B_m и H_m малы) и изменение намагниченности происходит по внутренней петле гистерезиса; это соответствует малому значению ω_r . Если V_p мало, то ротор быстро намагничивается и НС статора не может создать цикла перемагничивания с большими потерями. Отсюда следует, что можно подобрать такой объем активного материала ротора, при котором для заданной НС статора можно получить цикл перемагничивания по предельной петле гистерезиса.

Опыт проектирования гистерезисных двигателей показывает, что этому требованию удовлетворяют две конструкции ротора: ротор с немагнитной втулкой для относительно мягких гистерезисных

зисных материалов и ротор с магнитной втулкой для магнитно-твердых гистерезисных материалов. В обеих конструкциях активный слой ротора выполняется в виде тонкостенного цилиндра (рис. 4-23).

В первой конструкции ротора (рис. 4-23, а) магнитный поток проходит по гистерезисному слою тангенциально; между максимальной индукцией магнитного поля в воздушном зазоре B_δ и в гистерезисном слое ротора B_m существует соотношение

$$B_m = B_\delta \frac{D}{2\Delta r} \quad (4-23)$$

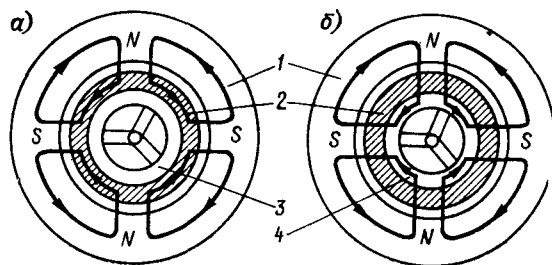


Рис. 4-23. Конструкции ротора гистерезисного двигателя: а — с немагнитной втулкой; б — с магнитной втулкой

1 — магнитопровод статора; 2 — гистерезисный слой; 3 — немагнитная втулка; 4 — магнитная втулка

Действительно, магнитный поток, приходящийся на пару полюсов,

$$\Phi = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l = \frac{2}{\pi} B_\delta \frac{\pi D}{2r} l = B_\delta \frac{Dl}{r};$$

с другой стороны, $\Phi = 2B_m \Delta l$ (здесь Δ — толщина гистерезисного материала; D — диаметр ротора; l — активная длина машины).

Приравняв потоки, получаем формулу (4-23). Поскольку $D > 2\Delta r$, то $B_m > B_\delta$; магнитный поток проходит значительный путь по гистерезисному слою, поэтому коэрцитивная сила материала должна быть невелика. Для этой конструкции применяются магнитные материалы с относительно узкой петлей гистерезиса ($B_m > 0,8$ Тл; $H_m < 14 \cdot 10^3$ А/м).

Во второй конструкции ротора магнитный поток в гистерезисном слое проходит в радиальном направлении; при этом

$$B_m = B_\delta \quad (4-24)$$

Длина линий индукции в гистерезисном слое равна Δ , поэтому для таких двигателей целесообразно применять магнитные материалы с широкой петлей гистерезиса ($H_m > 3 \cdot 10^4$ А/м).

Характеристики гистерезисных материалов. В синхронных двигателях с постоянными магнитами (см. § 4-2) рабочая точка магнита лежит на участке

петли гистерезиса, находящейся во втором квадранте. Этот участок характеризуется двумя величинами: остаточной индукцией B_r и коэрцитивной силой H_c .

Энергия, развиваемая магнитом во внешнем пространстве, пропорциональна BH . Эта энергия тем выше, чем больше петля гистерезиса приближается к прямоугольнику. Мерой приближения к прямоугольнику служит коэффициент выпуклости

$$K_B = \frac{(BH)_{\max}}{B_r H_c}$$

Материал ротора гистерезисного двигателя намагничивается обмоткой статора в процессе пуска, при этом рабочая петля материала находится внутри предельной петли гистерезиса. Рабочая точка, определяющая максимальную индукцию в роторе в асинхронном режиме, находится не на спинке петли, а в ее вершине. Распределение индукции в роторе зависит от формы рабочей петли гистерезиса. Для приближенного анализа пусковых свойств гистерезисного двигателя рабочую петлю гистерезиса можно заменить равным по площади эллипсом (рис. 4-24). Уравнения эллипса в параметрической форме имеют вид

$$\left. \begin{aligned} H &= H_{m1} \cos \omega t = \operatorname{Re} H_{m1} e^{j\omega t}; \\ B &= B_{m1} \cos(\omega t - \gamma) = \operatorname{Re} B_{m1} e^{j(\omega t - \gamma)}. \end{aligned} \right\} \quad (4-25)$$

Физические свойства гистерезисного материала можно характеризовать относительной комплексной магнитной проницаемостью

$$\dot{\mu}_m = \frac{\dot{B}_{m1}}{\mu_0 \dot{H}_{m1}} = \mu_m e^{-j\gamma} = \mu_1 - j\mu_2, \quad (4-26)$$

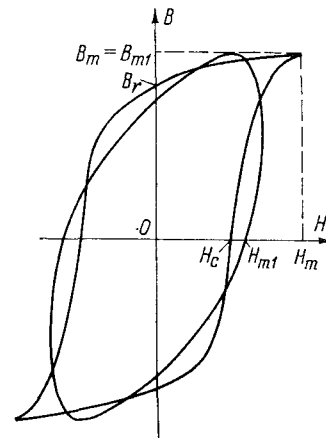


Рис. 4-24. Замена петли гистерезиса эквивалентным эллипсом

где μ_m — модуль относительной магнитной проницаемости; μ_1 и μ_2 — консервативная и вязкая составляющие комплексной магнитной проницаемости.

Следует заметить, что для реальной петли гистерезиса при синусоидальном изменении индукции напряженность поля имеет несинусоидальную зависимость от времени, и в выражении (4-25) надо иметь в виду первую гармонику напряженности. Потери на гистерезис за один цикл намагничивания

$$w_r = \oint H dB = \pi H_{m1} B_{m1} \sin \gamma \quad (4-27)$$

Гистерезисный угол γ характеризует намагничивающую силу, необходимую для создания магнитного поля в гистерезисном слое ротора, которая в общем случае содержит две составляющие: реактивную $F_{\Delta r}$, совпадающую по фазе с индукцией, и активную $F_{\Delta a}$, опережающую индукцию на 90° (рис. 4-25). Активная составляющая, пропорциональная $\sin \gamma$, определяет потери на гистерезис, а реактивная составляющая, пропорциональная $\cos \gamma$, — реактивную мощность двигателя.

Величина $\sin \gamma$ зависит от формы петли гистерезиса; в частности, если оси эллипса совпадают с осями координат, то $\gamma = 90^\circ$ и $\sin \gamma = 1$. При прямоугольной петле гистерезиса $\sin \gamma$ также равен 1, так как при синусоидальном изменении индукции первая гармоника напряженности магнитного поля опережает индукцию на 90° . Отсюда следует, что требование наилучшего приближения петли к прямоугольнику практически эквивалентно требованию максимального значения $\sin \gamma$.

Иногда для характеристики приближения формы петли к прямоугольной вводят коэффициент выпуклости петли как отношение площади петли к площади описанного прямоугольника со сторонами $2B_m$ и $2H_m$:

$$K_b = S_r / (4B_m H_m),$$

где S_r — площадь петли гистерезиса.

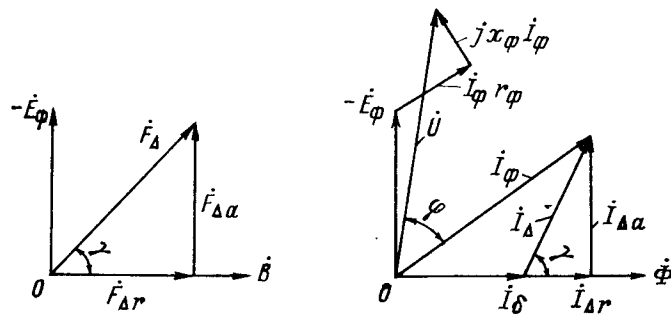


Рис. 4-25. Векторная диаграмма НС гистерезисного двигателя

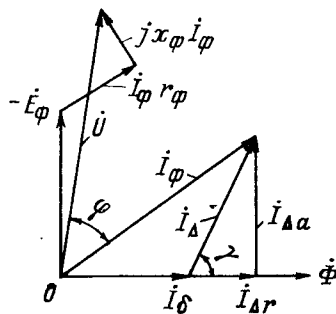


Рис. 4-26. Векторная диаграмма токов и напряжений гистерезисного двигателя

Нетрудно установить связь между K_b и $\sin \gamma$. Подставляя в формулу (4-27) $S_r = S_r = \pi B_{m1} H_{m1} \sin \gamma$ и полагая $B_m = B_{m1}$, получаем

$$K_b = \frac{\pi}{4} \frac{H_{m1}}{H_m} \sin \gamma.$$

В настоящее время в качестве активного материала ротора гистерезисных двигателей обычно применяется викаллой, характеристики которого наилучшим образом отвечают требованиям как асинхронного, так и синхронного режимов.

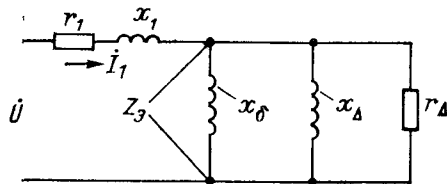


Рис. 4-27. Схема замещения гистерезисного двигателя в асинхронном режиме

Векторная диаграмма и схема замещения двигателя в асинхронном режиме. Векторная диаграмма токов и напряжений двигателя в асинхронном режиме приведена на рис. 4-26. Здесь I_δ — составляющая тока статора, образующая НС воздушного зазора; I_{Δ} — составляющая тока статора, образующая НС активного слоя ротора. Последняя состоит из двух частей: активной $I_{\Delta a} = I_\Delta \sin \gamma$ и реактивной $I_{\Delta r} = I_\Delta \cos \gamma$; $I_\phi = I_1$ — ток статора двигателя (ток фазы). Этой диаграмме соответствует схема замещения, изображенная на рис. 4-27. По приведенной схеме

$$\frac{1}{Z_3} = \frac{I_\phi}{-E_\phi}. \quad (4-28)$$

Из общего курса электрических машин известно: вектор НС m -фазной обмотки $\vec{F}_m = \sqrt{2} I_\phi \omega_{\text{эф}} / (\pi r)$; противо-ЭДС фазы — $\vec{E}_\phi = j (2\pi / \sqrt{2}) f \Phi \omega_{\text{эф}}$. Подставляя в формулу (4-28) значения $-\vec{E}_\phi$ и I_ϕ , получаем

$$\frac{1}{Z_3} = \frac{r \vec{F}_m}{j 2 m f \Phi \omega_{\text{эф}}^2} = \frac{1}{j x_\delta} + \frac{1}{j x_\Delta} + \frac{1}{r_\Delta}. \quad (4-29)$$

Выведем выражения для параметров схемы замещения x_δ , x_Δ и r_Δ применительно к указанным выше двум типам конструкций ротора гистерезисных двигателей.

Ротор с немагнитной втулкой. Амплитуда НС $\vec{F}_m$ состоит из двух частей: НС воздушного зазора и НС гистерезисного слоя:

$$\vec{F}_m = \frac{\vec{B}_\delta}{\mu_0} \delta + \frac{2}{\pi} \frac{\dot{H}_m \tau}{2} = \frac{\vec{B}_\delta}{\mu_0} \delta + \frac{D}{2\rho} \frac{\dot{B}_m e^{j\gamma}}{\mu_m \mu_0}.$$

Заменяя $\vec{B}_\delta$ в соответствии с формулой (4-23), получаем

$$\vec{F}_m = \frac{\vec{B}_m}{\mu_0} \left(\frac{2\Delta \rho \delta}{D} + \frac{D}{2\rho \mu_m} e^{j\gamma} \right).$$

Подставляя значения $\vec{\Phi}$ и $\vec{F}_m$ в формулу (4-29), будем иметь:

$$\frac{1}{Z_3} = \frac{\rho^2 \delta}{j \cdot 2 m f \mu_0 D l \omega_{\text{эф}}^2} + \frac{D \cos \gamma}{j \cdot 8 m f \mu_0 \Delta \mu_m l \omega_{\text{эф}}^2} + \frac{D \sin \gamma}{8 m f \mu_0 \Delta \mu_m l \omega_{\text{эф}}^2}.$$

Сравнивая это выражение с (4-29), находим

$$\left. \begin{aligned} x_\delta &= 2 m f \mu_0 \frac{D l}{\rho^2 \delta} \omega_{\text{эф}}^2; \\ x_\Delta &= 2 m f \mu_0 \frac{4 \Delta \mu_m l}{D \cos \gamma} \omega_{\text{эф}}^2; \\ r_\Delta &= 2 m f \mu_0 \frac{4 \Delta \mu_m l}{D \sin \gamma} \omega_{\text{эф}}^2. \end{aligned} \right\} \quad (4-30)$$

Из полученных формул следует, что гистерезисный слой ротора двигателя с немагнитной втулкой эквивалентен увеличению воздушного зазора на некоторую величину

$$\delta' = \frac{D}{4 \rho^2 \Delta \mu_m} e^{j\gamma}.$$

Ротор с магнитной втулкой. В этом случае $\vec{B}_\delta = \vec{B}_m$, $\vec{\Phi} = \vec{B}_m D l / \rho$,

$$\vec{F}_m = \frac{\vec{B}_\delta}{\mu_0} \delta + \dot{H}_m \Delta = \frac{\vec{B}_m}{\mu_0} \left(\delta + \frac{\Delta}{\mu_m} e^{j\gamma} \right).$$

Выполняя аналогичные преобразования, получаем

$$\left. \begin{aligned} x_\delta &= 2 m f \mu_0 \frac{D l}{\rho^2 \delta} \omega_{\text{эф}}^2; \\ x_\Delta &= 2 m f \mu_0 \frac{\mu_m D l}{\rho^2 \Delta \cos \gamma} \omega_{\text{эф}}^2; \\ r_\Delta &= 2 m f \mu_0 \frac{\mu_m D l}{\rho^2 \Delta \sin \gamma} \omega_{\text{эф}}^2. \end{aligned} \right\} \quad (4-31)$$

В этом случае имеем очевидный результат: гистерезисный слой ротора с магнитной втулкой соответствует увеличению воздушного зазора на величину $(\Delta / \mu_m) e^{j\gamma}$.

Из схемы замещения и формул параметров можно получить условие максимума удельного пускового момента двигателя, т. е. момента, приходящегося на 1 Вт потребляемой активной мощности,

$$m = \frac{M_n}{P_1 + P_r} = \frac{p}{2\pi f} \frac{P_r}{P_1 + P_r} = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + P_1/P_r} = \frac{p/(2\pi f)}{1 + r_1/\text{Re } Z_s},$$

где P_1 — мощность, рассеиваемая в активном сопротивлении статора; P_r — мощность потерь на гистерезис в роторе.

Из формул (4-29), (4-30) и (4-31) следует

$$\frac{1}{Z_s} = \frac{1}{jx_0} (1 + ae^{j\gamma});$$

здесь $a = D^2/(4 p^2 \Delta \mu_m \delta)$ для ротора с немагнитной втулкой; $a = \Delta/(\mu_m \delta)$ для ротора с магнитной втулкой.

Отсюда

$$\text{Re } Z_s = \text{Re} \frac{jx_0}{1 + ae^{j\gamma}} = x_0 \frac{a \sin \gamma}{1 + 2a \cos \gamma + a^2}. \quad (4-32)$$

Удельный пусковой момент имеет наибольшее значение, если $\text{Re } Z_s$ максимальна. Исследуя выражение (4-32) на максимум как функцию a , получаем $a = 1$. Это соответствует оптимальным значениям толщины гистерезисного слоя: $\Delta_{\text{опт}} = D^2/(4p^2 \delta \mu_m)$ для ротора с немагнитной втулкой; $\Delta_{\text{опт}} = \delta \mu_m$ для ротора с магнитной втулкой.

Приведенные выше выражения для вектора НС при условии, что $a = 1$, примут вид:

$$\dot{F}_m = \frac{\dot{B}_m}{\mu_0} \frac{D}{2p\mu_m} (1 + e^{j\gamma})$$

для ротора с немагнитной втулкой;

$$\dot{F}_m = \frac{\dot{B}_m}{\mu_0} \delta (1 + e^{j\gamma})$$

для ротора с магнитной втулкой.

Отсюда следуют два вывода:

1) при оптимальной толщине гистерезисного слоя амплитуда НС, приходящаяся на воздушный зазор и на активный гистерезисный слой ротора, одинакова;

2) при заданной максимальной индукции в гистерезисном слое НС меньше у двигателя с немагнитной втулкой, если $\mu_m > D/(2p\delta)$, и у двигателя с магнитной втулкой, если $\mu_m < D/(2p\delta)$.

Особенности характеристик гистерезисных двигателей. Рассмотренные выше соотношения справедливы для идеального гистерезисного двигателя, имеющего синусоидальное распределение НС по расточке статора и петлю гистерезиса активного материала ротора в виде эллипса.

В действительности кривая НС имеет высшие пространственные гармоники, а магнитное поле испытывает зубцовые пульсации. Это приводит к появлению на некоторых скоростях и в синхронном режиме тормозных моментов, обусловленных потерями на так называемые частные циклы (рис. 4-28). Вследствие этого механиче-

ская характеристика двигателя имеет провал (рис. 4-29). Для уменьшения потерь от высших гармоник целесообразно увеличение в некоторых пределах воздушного зазора двигателя. Характерная особенность гистерезисного двигателя — это низкий коэффициент мощности ($\cos \varphi = 0,2 \div 0,5$). Причина низкого $\cos \varphi$ вытекает из необходимости использовать для магнитопровода ротора материалы с малой магнитной проницаемостью, вследствие чего гистерезисные двигатели имеют большой намагничивающий ток. Большая составляющая реактивного тока по сравнению с активной приводит к тому, что ток, потребляемый гистерезисным двигателем, практически не зависит от нагрузки; это, в частности, позволяет в конденсаторном двигателе получить хорошие пусковые и рабочие моменты при одной и той же фазосдвигающей емкости. Характеристики двигателя зависят от магнитных свойств применяемых материалов, которые, в свою очередь, весьма критичны к режиму термообработки. Это приводит к тому, что на практике наблюдается значительный разброс в свойствах и номинальных данных двигателей.

Существенно улучшить характеристики двигателя в синхронном режиме (увеличить КПД и $\cos \varphi$, снизить потребляемый ток и мощность) можно путем кратковременного перевозбуждения дви-

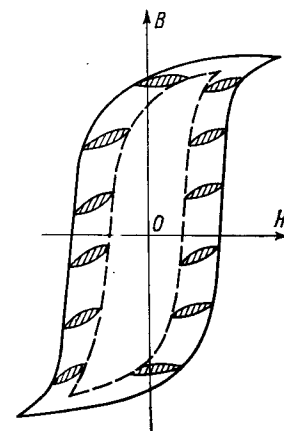


Рис. 4-28. Добавочные потери на частные циклы намагничивания

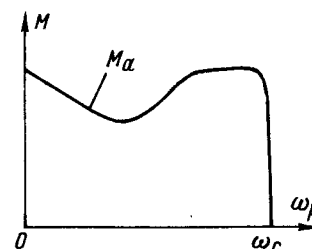


Рис. 4-29. Механическая характеристика реального гистерезисного двигателя

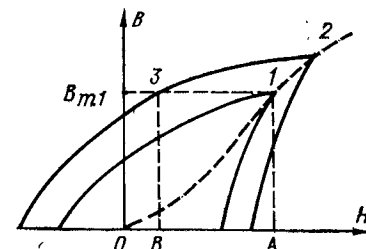


Рис. 4-30. Характеристика намагничивания гистерезисного двигателя при перевозбуждении

гателя после входа его в синхронизм, например, за счет повышения напряжения питания. При перевозбуждении гистерезисного двигателя получаем синхронный двигатель с лучшим использованием энергии магнитного поля постоянных магнитов. Это явление можно объяснить на основании кривых намагничивания, изображенных на рис. 4-30. Рабочая точка гистерезисного двигателя при номи-

нальном напряжении — вершина 1 петли гистерезиса с максимальной индукцией B_{m1} . При повышении напряжения рабочая точка перемещается в вершину новой петли (точка 2), и при дальнейшем снижении напряжения индукция вновь принимает значение B_{m1} , но по другой нисходящей ветви петли гистерезиса (точка 3). В процессе перевозбуждения НС статора снижается пропорционально отношению отрезка OA к отрезку OB , что приводит к снижению потребляемого из сети тока и улучшению рабочих характеристик гистерезисного двигателя.

Следует отметить, что эти качества перевозбужденного двигателя при колебаниях нагрузки, выходе из синхронизма, внешних вибрациях утрачиваются и двигатели вновь приходится подвергать перевозбуждению. На практике перевозбуждение применяется только для двигателей относительно большой мощности.

Важной особенностью гистерезисных двигателей является полисинхронизм, т. е. возможность получения многоскоростных синхронных двигателей за счет выполнения нескольких обмоток статора на разное число пар полюсов. Как уже отмечалось, гистерезисный двигатель легко входит в синхронизм; по существу, условие входа в синхронизм — это $M_r > M_n$. Поэтому гистерезисные синхронные двигатели незаменимы при получении синхронного привода с большими маховыми массами (в частности, в гиродвигателях и центрифугах).

Недостатком гистерезисного двигателя является склонность к качаниям в синхронном режиме и в некоторых случаях «проскальзывание» ротора; это ограничивает применение гистерезисных двигателей в прецизионных приводах, в которых необходима высокая точность поддержания скорости.

4-5. Субсинхронный двигатель

Низкие скорости в обычных малогабаритных синхронных двигателях достигаются с помощью присоединения к двигателю понижающего механического редуктора, поскольку электромагнитная редукция скорости за счет значительного увеличения числа пар полюсов практически невозможна. За последние годы благодаря исследованиям советских ученых П. Ю. Каасика, А. С. Куракина и Ф. М. Юферова были разработаны и внедрены в промышленное производство субсинхронные двигатели, в которых электромагнитная редукция скорости осуществляется за счет зубцовых гармоник магнитного поля. Иногда двигатели этого типа называют редукторными или двигателями с электромагнитной редукцией скорости.

Принцип электромагнитной редукции скорости за счет зубцовых гармоник поля. Рассмотрим магнитную систему, состоящую из двух коаксиальных магнитопроводящих цилиндров, имеющих равномерно расположенные зубцы (рис. 4-31). Положим, что число зубцов ротора z_p больше числа зубцов статора z_c . Пусть в некоторый момент времени два зубца статора и ротора совпадают (рис. 4-31, а); это положение соответствует максимуму магнитной проводимости.

Повернем ротор (рис. 4-31, б) на угол $\alpha_p = 2\pi/z_c - 2\pi/z_p$; при этом совпадут два следующих зубца статора и ротора, а это эквивалентно тому, что положение максимальной магнитной проводимости сместилось на угол $\alpha_c = 2\pi/z_c$, который может быть значительно больше угла поворота ротора. Положим, что на статоре имеется обмотка с малым числом пар полюсов, которая может создать поле, вращающееся со скоростью изменения магнитной проводимости, а это означает, что можно получить синхронный двигатель, скорость ротора которого значительно меньше скорости поля.

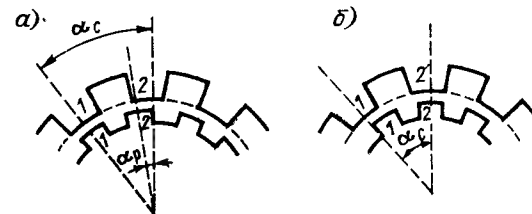


Рис. 4-31. В пояснение принципа электромагнитной редукции скорости

Отношение

$$k_{ред} = \alpha_c / \alpha_p = \omega_c / \omega_p = z_p / (z_p - z_c)$$

называется коэффициентом электромагнитной редукции и при сравнительно небольших габаритах машины составляет несколько десятков. При $z_p > z_c$ положение максимальной магнитной проводимости перемещается по направлению вращения ротора, а при $z_p < z_c$ — в обратную сторону.

Принцип работы. Основные типы субсинхронных двигателей. Принцип работы субсинхронных двигателей и их возможности наиболее просто проследить, пользуясь методом гармонических зубцовых проводимостей, предложенным проф. А. И. Вольдеком для исследования полей в асинхронных машинах. Удельная магнитная проводимость воздушного зазора при двусторонней зубчатости определяется как произведение удельных магнитных проводимостей воздушного зазора при зубчатом статоре и гладком роторе λ_c и при гладком статоре и зубчатом роторе λ_p ; при этом полная проводимость

$$\Lambda = (\mu_0 / \delta) \lambda_c \lambda_p, \quad (4-33)$$

где μ_0 / δ — удельная магнитная проводимость равномерного воздушного зазора.

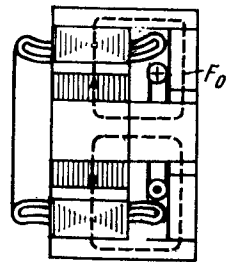
Относительную магнитную проводимость статора и ротора λ_c и λ_p представим каждую в виде ряда Фурье с периодом, равным зубцовому делению:

$$\lambda_c = \frac{1}{k_{\delta c}} - \sum_i (-1)^i \lambda_{ci} \cos z_c i \varphi;$$

$$\lambda_p = \frac{1}{k_{\delta p}} - \sum_j (-1)^j \lambda_{pj} \cos z_{pj} (\varphi - \omega_{pj} t), \quad (4-34)$$

где $k_{\delta c}$, $k_{\delta p}$ — коэффициенты воздушного зазора, учитывающие зубчатость статора и ротора; λ_{ci} , λ_{pj} — амплитуды гармоник соответствующих магнитных проводимостей; φ — угол по расточке статора; ω_p — угловая скорость ротора.

Исследования структуры магнитного поля при двусторонней зубчатости показывают, что при $b_{ш}/t_z = 0,5$ и $b_{ш}/\delta > 20$ (где $b_{ш}$ — ширина шлица) наибольшую амплитуду имеет первая гармоника магнитной проводимости, поэтому ею и ограничиваются при анализе субсинхронного двигателя. Формулу (4-33) запишем в виде



$$\Lambda = \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta}} \left\{ 1 + k_{\delta c} \lambda_{c1} \cos z_c \varphi + k_{\delta p} \lambda_{p1} \cos z_p (\varphi - \omega_p t) + \frac{1}{2} k_{\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1} \cos [(z_p + z_c) \varphi + z_p \omega_p t] + \frac{1}{2} k_{\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1} \cos [(z_p - z_c) \varphi - z_p \omega_p t] \right\}. \quad (4-35)$$

Рис. 4-32. Конструктивная схема субсинхронного двигателя с осевым возбуждением

С точки зрения использования принципа электромагнитной редукции скорости представляет интерес только последняя, 4-я составляющая магнитной проводимости

$$\lambda_4 = \frac{\mu_0}{2\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1} \cos [(z_p - z_c) \varphi - z_p \omega_p t], \quad (4-36)$$

которая вращается со скоростью, значительно большей скорости ротора,

$$\dot{\varphi} = \omega_p z_p / (z_p - z_c).$$

Рассмотрим магнитное поле в воздушном зазоре двигателя, соответствующее этой гармонике проводимости при двух способах возбуждения: осевом и радиальном.

Осевое возбуждение (рис. 4-32). В этом случае НС обмотки возбуждения постоянна и индукция магнитного поля в воздушном зазоре, соответствующая удельной магнитной проводимости Λ_4 , равна

$$B_z = \Lambda_4 F_0 = B_{0z} \cos [(z_p - z_c) \varphi - z_p \omega_p t],$$

где

$$B_{0z} = \frac{\mu_0 F_0}{2\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1}.$$

Эта составляющая магнитной индукции будет взаимодействовать с НС обмотки статора, если число периодов индукции, уклады-

вающееся на окружности статора, равно числу полюсов обмотки $z_p - z_c = p$, а угловые скорости одинаковы

$$\frac{\omega}{p} = \dot{\varphi} = \frac{z_p \omega_p}{z_p - z_c};$$

отсюда $\omega_p = \omega / z_p$.

Коэффициентом редукции скорости субсинхронного двигателя называется отношение угловой скорости поля его рабочей обмотки к синхронной угловой скорости ротора ω_p . Для двигателя с осевым возбуждением

$$k_{ред} = \frac{\omega_c}{\omega_p} = \frac{\omega/p}{\omega/z_p} = \frac{z_p}{p}. \quad (4-37)$$

Радиальное возбуждение (рис. 4-33). Пусть НС возбуждения создается многофазной обмоткой, расположенной на статоре (в частном случае она может быть однофазной и питается постоянным током) и имеющей p' пар полюсов:

$$F' = F'_0 \cos (p' \varphi - \omega' t).$$

Индукция магнитного поля, соответствующая удельной проводимости Λ_4 , равна

$$\begin{aligned} B'_z &= \Lambda_4 F' = \frac{\mu_0 F'_0}{2\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1} \cos [(z_p - z_c) \varphi - z_p \omega_p t] \cos (p' \varphi - \omega' t) = \\ &= \frac{1}{2} B'_{0z} \cos [(z_p - z_c + p') \varphi - (z_p \omega_p + \omega') t] + \frac{1}{2} B'_{0z} \cos [(z_p - z_c - p') \varphi - (z_p \omega_p - \omega') t], \end{aligned}$$

где

$$B'_{0z} = \frac{\mu_0 F'_0}{2\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1}.$$

Эти две гармоники индукции магнитного поля будут взаимодействовать с НС рабочей обмотки, имеющей число пар полюсов p , если

$$z_p - z_c + p' = p \quad \text{или} \quad z_p - z_c - p' = p.$$

Для получения рабочей обмотки с меньшим числом пар полюсов целесообразно выполнить второе условие

$$z_p - z_c = p + p'. \quad (4-38)$$

Это означает, что в качестве рабочего магнитного поля рассматривается поле с индукцией

$$B'_z = \frac{\mu_0 F'_0}{4\delta} \lambda_{c1} \lambda_{p1} \cos [(z_p - z_c - p') \varphi - (z_p \omega_p - \omega') t].$$

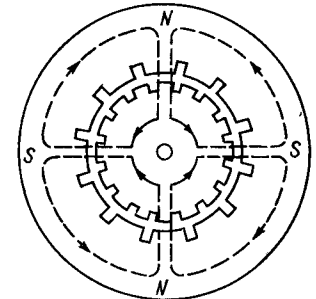


Рис. 4-33. Магнитная система субсинхронного двигателя с радиальным возбуждением

Выберем оси d и q совпадающими с направлением соответственно максимальной и минимальной магнитной проводимости. При этом

$$\left. \begin{aligned} k_d &= \frac{B_{dm}}{B_0} = \frac{B_0 + B'_{0z}}{B_0} = 1 + \frac{1}{4} k_\delta \lambda_{c1} \lambda_{p1}; \\ k_q &= \frac{B_{qm}}{B_0} = \frac{B_0 - B'_{0z}}{B_0} = 1 - \frac{1}{4} k_\delta \lambda_{c1} \lambda_{p1}; \end{aligned} \right\} \quad (4-39)$$

здесь B_0 — максимальная индукция, соответствующая равномерному воздушному зазору.

Формулы (4-39) показывают, что по отношению к НС, создаваемой рабочей обмоткой, рассматриваемая гармоника индукции эквивалентна магнитному полю некоторой явнополюсной машины с коэффициентами k_d и k_q , известными из теории синхронных машин. Рабочая обмотка образует магнитное поле, вращающееся с угловой скоростью $\dot{\varphi} = \omega/p$; в синхронном режиме

$$\frac{\omega}{p} = \frac{z_p \omega_p - \omega'}{z_p - z_c - p'} \quad \text{или} \quad \omega_p = \frac{\omega + \omega'}{z_p}. \quad (4-40)$$

Рассмотрим частные случаи.

1. Возбуждение постоянным током ($\omega' = 0$; $p \neq p'$). В этом случае $\omega_p = \omega/z_p$, что совпадает с выражением для частоты ротора при осевом возбуждении.

2. Обмотка возбуждения замкнута на выпрямитель ($\omega' = 0$; $p = p'$). Такой двигатель называется субсинхронным двигателем с самовозбуждением; для него

$$z_p - z_c = 2p; \quad \omega_p = \omega/z_p; \quad k_{ред} = z_p/p;$$

3. Рабочая обмотка является одновременно и обмоткой возбуждения ($\omega' = \omega$; $p = p'$). Такой двигатель называется субсинхронным реактивным двигателем; для него

$$z_p - z_c = 2p; \quad \omega_p = 2\omega/z_p; \quad k_{ред} = z_p/(2p).$$

4. Угловая частота сети ω' изменяется от $-\omega$ до $+\omega$, $p \neq p'$. Субсинхронный двигатель работает в режиме двойного питания, и его угловая скорость может регулироваться от 0 до $2\omega/z_p$.

При включении в обмотку возбуждения сопротивления или емкости частота индуцируемого в ней тока зависит от скорости ротора двигателя, которая в свою очередь изменяется с нагрузкой. Двигатель работает в асинхронном режиме. Для этого режима работы

$$z_p = z_c + p' + p; \quad \omega_p = \frac{\omega}{z_p} (1 - s_2),$$

где

$$s_2 = \frac{\omega/z_p - \omega_p}{\omega/z_p} = \frac{\omega - z_p \omega_p}{\omega} - \text{скольжение}.$$

Устройство субсинхронных двигателей. Все перечисленные выше типы субсинхронных двигателей имеют общие конструктивные

черты. Пакет статора двигателя набирается из листовой электротехнической стали. Число пазов статора z_c выбирается таким образом, чтобы образовать симметричную многофазную обмотку. Паз зубцовой зоны статора занимает 0,5 зубцового деления. Зубчатый ротор набирается из листов электротехнической стали либо изготавливается из сплошной ферромагнитной заготовки с последующим фрезерованием пазов. Число пазов ротора выбирается в соответствии с соотношениями, приведенными в табл. 4-1. Паза открытые, ширина паза равна ширине зубца. Статор с обмоткой располагается в корпусе, который в реактивных двигателях и в двигателях с ра-

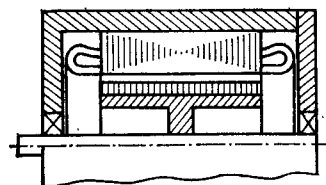


Рис. 4-34. Конструктивная схема субсинхронного реактивного двигателя

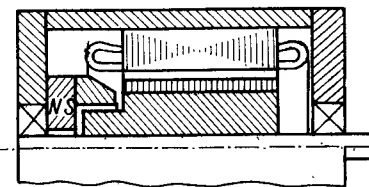


Рис. 4-35. Конструктивная схема субсинхронного двигателя с осевым возбуждением

диальным возбуждением изготовлен из алюминиевого сплава, а в двигателях с осевым возбуждением — из стали 10. Для устранения электромагнитной связи между обмотками, имеющими разное число пар полюсов, необходимо $p'/p = 2k$ или $p/p' = 2k$, где k — целое число.

На рис. 4-34 и 4-35 приведены конструктивные схемы субсинхронных двигателей наиболее распространенных типов: реактивного и с осевым возбуждением.

Пуск двигателя. Условие входа в синхронизм. Для запуска двигателя на его роторе размещается короткозамкнутая обмотка, сопротивление которой подбирается таким образом, чтобы асинхронный момент M_a от вращающегося магнитного поля рабочей обмотки при $\omega_p \cdot c = \omega_c/k_{ред}$ был меньше максимального синхронного момента $M_{макс}$, но больше момента сопротивления нагрузки M_n (рис. 4-36). Для получения такого асинхронного момента критическое скольжение выбирают достаточным большим, $s_k = 7 \div 10$. Под действием асинхронного момента ротор двигателя раскручивается до скорости, близкой к синхронной, и затем под влиянием синхронного момента входит в синхронизм. В отличие от реактивного двигателя обычной конструкции асинхронный момент субсинхронного двигателя в синхронном режиме не равен нулю, так как по отношению к вращающемуся полю ротор вращается со скольжением

$$s = \frac{\omega_c - \omega_p}{\omega_c} = \frac{\omega_c - \omega_c/k_{ред}}{\omega_c} = 1 - \frac{1}{k_{ред}},$$

которое близко к единице.

Таблица 4-1

Субсинхронные двигатели

Двигатель	Схема соединения и питания обмоток	Число зубцов z_p	Угловая скорость ω_p
Синхронный с осевым возбуждением		$z_c + p$	$\frac{\omega}{z_p}$
с радиальным возбуждением		$z_c + p + p'$	$\frac{\omega}{z_p}$
с самовозбуждением		$z_c + 2p$	$\frac{\omega}{z_p}$
реактивный		$z_c + 2p$	$\frac{2\omega}{z_p}$
двойного питания		$z_c + p + p'$	$\frac{\omega + \omega'}{z_p}$
Асинхронный с радиальным возбуждением		$z_c + p + p'$	$\frac{\omega}{z_p} (1 - s_2)$

Примечание. Коэффициент редукции двигателей всех типов, кроме синхронного реактивного, $k_{ред} = z_p/p$; для синхронного реактивного двигателя $k_{ред} = z_p/(2p)$.

Рассмотрим более подробно процесс входа ротора в синхронизм. Уравнение движения ротора при пуске имеет вид

$$J \frac{d\omega_p}{dt} = M_a - M_n = M_n \left(1 - \frac{\omega_p p}{\omega}\right) - M_n.$$

Решением этого дифференциального уравнения при нулевом начальном условии ($\omega_p = 0$ при $t = 0$) будет

$$\omega_p = \frac{\omega}{p} \left(1 - \frac{M_n}{M_n}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{p M_n}{J \omega} t\right)\right].$$

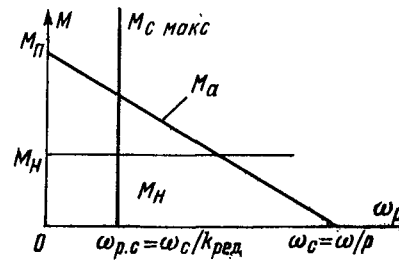


Рис. 4-36. Моменты при входе субсинхронного двигателя в синхронизм

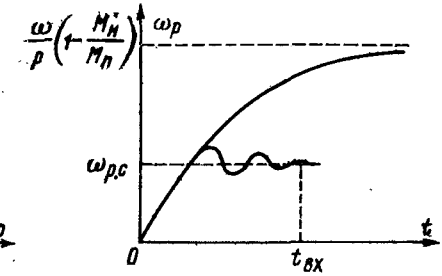


Рис. 4-37. Изменение угловой скорости ротора в процессе входа в синхронизм

При угловой скорости $\omega_{р.с} = \frac{\omega_c}{k_{ред}} = \omega/(pk_{ред})$ на ротор действует синхронный момент $M_c = M_{с. макс} \sin k_{ред} \theta$ и ротор продолжает вращаться с этой скоростью, совершая в начальный момент затухающие колебания около положения равновесия, соответствующего синхронной скорости (рис. 4-37). Время от начала пуска до момента затухания колебаний называют временем входа двигателя в синхронизм.

Для пуска и синхронизации двигателя без беличьеї клетки необходимо, чтобы разница между импульсами синхронного момента и момента нагрузки за время синхронизации была больше изменения кинетического момента ротора

$$\left(\frac{2}{\pi} M_{с. макс} - M_n\right) t_c \geq J \omega / (pk_{ред}),$$

где $t_c = \frac{2\pi}{z_p \omega / (pk_{ред})}$ — время синхронизации.

Отсюда

$$J \leq \frac{2p^2 k_{ред}^2}{z_p \omega^2} (2M_{с. макс} - \pi M_n). \quad (4-41)$$

В частности, для двигателей с осевым и радиальным возбуждением

$$J \leq \frac{2z_p}{\omega^2} (2M_{с. макс} - \pi M_n);$$

для синхронных реактивных двигателей

$$J \leq \frac{z_p}{2\omega^2} (2M_{с. макс} - \pi M_n).$$

Из этих формул следует, что с повышением частоты сети вход в синхронизм требует существенного снижения момента инерции ротора.

Уравнения ЭДС и момента субсинхронного двигателя. В общем случае субсинхронный двигатель имеет следующие обмотки: двухфазную или трехфазную симметричную обмотку на статоре, создающую круговое вращающееся магнитное поле; короткозамкнутую (пусковую) обмотку на роторе, которую можно заменить эквивалентной короткозамкнутой двухфазной обмоткой; обмотку возбуждения (или систему постоянных магнитов), создающую осевое или радиальное возбуждение.

Как было показано на стр. 111, рабочая гармоника магнитной проводимости воздушного зазора, число периодов которой равно числу пар полюсов рабочей обмотки, перемещается по расточке со скоростью $k_{ред}\omega_p$ по отношению к статору и $(k_{ред} - 1)\omega_p$ — по отношению к ротору.

Примем систему координат, в которой составляются уравнения ЭДС, вращающаяся с угловой скоростью рабочей гармоники. Обмотки статора и ротора заменим двумя взаимно перпендикулярными обмотками, квазинепо движимыми в этой системе координат; это означает, что в обмотках кроме трансформаторных ЭДС надо учитывать ЭДС вращения. Тогда уравнения ЭДС примут вид:

для обмоток статора

$$u_{dc} = i_{dc}r_{dc} + \frac{d\Psi_{dc}}{dt} - k_{ред}\omega_p\Psi_{qc};$$

$$u_{qc} = i_{qc}r_{qc} + \frac{d\Psi_{qc}}{dt} + k_{ред}\omega_p\Psi_{dc};$$

для короткозамкнутых обмоток ротора

$$i_{dp}z_{dp} + \frac{d\Psi_{dp}}{dt} - (k_{ред} - 1)\omega_p\Psi_{qp} = 0;$$

$$i_{qp}r_{qp} + \frac{d\Psi_{qp}}{dt} + (k_{ред} - 1)\omega_p\Psi_{dp} = 0;$$

для обмотки возбуждения

$$u_f = i_f r_f + \frac{d\Psi_f}{dt}.$$

Здесь $r_{dc} = r_{qp} = r_c$ — активное сопротивление обмотки статора; $r_{dp} = r_{qp} = r$ — приведенное к обмотке статора активное сопротивление «беличьей клетки»; r_f — активное сопротивление обмотки возбуждения; i_{dc} , i_{qc} , i_{dp} , i_{qp} — токи в эквивалентных продольных и поперечных контурах статора и ротора; Ψ_{dc} , Ψ_{qc} ,

Ψ_{dp} , Ψ_{qp} — потокосцепления этих контуров; Ψ_f — потокосцепление обмотки возбуждения.

Выражения для потокосцеплений обмоток запишем в виде

$$\Psi_{dc} = L_{dc}i_{dc} + M_{cf}i_f + M_{dc-p}i_{dp}; \quad \Psi_{qc} = L_{qc}i_{qc} + M_{qc-p}i_{qp};$$

$$\Psi_{dp} = M_{dc-p}i_{dc} + M_{p}i_f + L_{dp}i_{dp}; \quad \Psi_{qp} = M_{qc-p}i_{qc} + L_{qp}i_{qp};$$

$$\Psi_f = M_f i_{dc} + L_f i_f + M_f i_{dp}.$$

Здесь

$$L_{dc} = L_a c k_d + L_{oc}; \quad L_{qc} = L_a c k_q + L_{oc};$$

$$M_{dc-p} = M_a c p k_d; \quad M_{qc-p} = M_a c p k_q;$$

$$L_{dp} = L_a p k_d + L_{op}; \quad L_{qp} = L_a p k_q + L_{op};$$

L_{ac} , L_{ap} , M_{ac-p} — индуктивность и взаимная индуктивность обмоток; k_d , k_q — коэффициенты реакции якоря по продольной и поперечной осям, определяемые по формулам (4-39).

Вектор индукции, определяющий момент двигателя, имеет в качестве составляющих коэффициенты в уравнениях ЭДС при ω_p (см. § 1-2):

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} d_c \\ q_c \\ d_p \\ q_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -k_{ред}\Psi_{qc} \\ k_{ред}\Psi_{dc} \\ -(k_{ред}-1)\Psi_{qp} \\ (k_{ред}-1)\Psi_{dp} \end{bmatrix}.$$

Момент двигателя

$$M = I_T B = k_{ред}(\Psi_{dc} i_{qc} - \Psi_{qc} i_{dc}) + (k_{ред} - 1)(\Psi_{dp} i_{qp} - \Psi_{qp} i_{dp}). \quad (4-42)$$

Для машин с числом пар полюсов p это выражение должно быть умножено на p .

4-6. Двигатели с катящимся ротором

Принцип работы. Устройство. Электродвигатель с катящимся ротором (ДКР) выполняет функции электродвигателя, редуктора и тормозной муфты. В общем случае ДКР, как и обычные электродвигатели, имеют статор и ротор (рис. 4-38). Статор ДКР снабжен обмоткой, ротор ее не имеет. Характерная особенность ДКР состоит в том, что ротор занимает по отношению к статору эксцентричное положение и может свободно обкатываться по статору, не будучи ограниченным в этом движении подшипниками. Принцип действия ДКР основан на одностороннем притяжении ротора к статору под действием электромагнитных сил, создаваемых токами в обмотках статора. Допустим, что магнитное поле в зазоре между статором и ротором несимметрично и имеет максимум, который в некоторый момент времени совпадает с точкой A на статоре (рис. 4-38, а). В этом случае под действием силы магнитного притяжения ротор притягивается к точке A статора. При повороте маг-

нитного поля на угол β сила магнитного притяжения повернется также на угол β (рис. 4-38, б). Эту силу можно разложить на две составляющие: нормальную Q_n и тангенциальную Q_t . Под действием тангенциальной силы Q_t ротор будет обкатываться по внутренней поверхности статора синхронно с полем. Также синхронно с полем по малой окружности с центром O_c будет перемещаться и центр ротора O_p . При этом ротор будет вращаться вокруг своей оси в обратном направлении с угловой скоростью ω_p , которая значительно меньше угловой скорости поля. Действительно, при повороте магнитного поля на угол 2π радиан точка A на поверхности ротора, которая в начальный момент совпадала с точкой

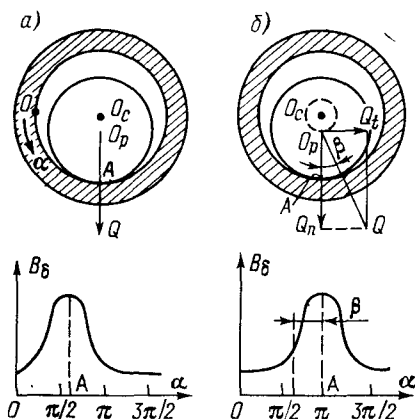


Рис. 4-38. К образованию вращающегося момента в двигателе с катящимся ротором

Поскольку $D_c - D_p \ll D_p$, то скорость ротора ДКР может быть сделана весьма малой, несколько оборотов в минуту. Несимметричное вращающееся магнитное поле, необходимое для работы ДКР, обычно получают путем наложения унipoлярного магнитного поля на круговое вращающееся поле двухполюсной машины (рис. 4-40). В реальных конструкциях ДКР пакет стали ротора не соприкасается с пакетом стали статора. При вращении ротора осуществляется обкатывание специального катка ротора по неподвижному кольцу на корпусе двигателя. При определении угловой скорости ротора в формулу (4-43) надо подставлять диаметры катка ротора и внешнего кольца.

На рис. 4-41 показано устройство ДКР с вращающимся полем и унipoлярным подмагничиванием. Двигатель состоит из стального корпуса 6, в который запрессованы: пакет статора 8 с трехфазной обмоткой 7, кольцевые магнитопроводы статора 1 для замыкания унipoлярного потока и катки статора 5. Между обмоткой статора и кольцевыми магнитопроводами помещена обмотка постоянного тока 9. На валу ротора 3 расположены пакеты ротора 10 и катки ротора 4. Поскольку ось ротора двигателя совершает дви-

жение по окружности вокруг центра статора, то передача вращающего момента к нагрузке должна осуществляться с помощью специальной механической передачи, выполненной по типу передачи Альстома или Кардана.

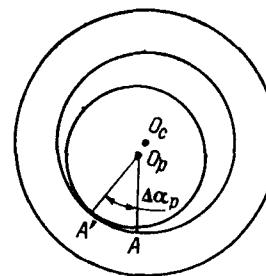


Рис. 4-39. К определению скорости ротора

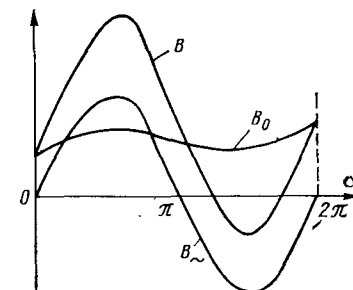


Рис. 4-40. Магнитное поле в воздушном зазоре ДКР с унipoлярным подмагничиванием

Вращающую силу в ДКР можно получить путем создания в статоре трехфазных зон, сдвинутых в пространстве на 120° (рис. 4-42). В каждой из зон образуется пульсирующее магнитное поле; обмотки

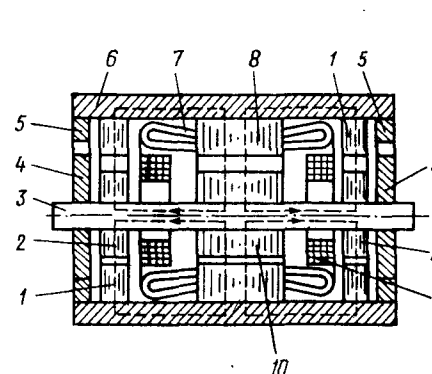


Рис. 4-41. Конструктивная схема ДКР с вращающимся полем и унipoлярным подмагничиванием

1 — кольцевые магнитопроводы статора; 2 — кольцевые магнитопроводы ротора; 3 — вал ротора; 4 — катки ротора; 5 — катки статора; 6 — корпус; 7 — трехфазная обмотка; 8 — пакет статора; 9 — обмотка постоянного тока; 10 — пакет ротора

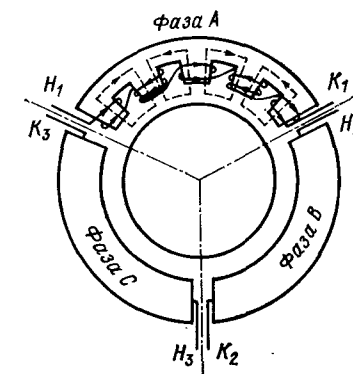


Рис. 4-42. ДКР с пульсирующим магнитным полем

фазных зон соединены в звезду и питаются от трехфазной сети переменного тока. Если пренебречь падением напряжения на собственных

сопротивлениях обмоток, то максимальная магнитная индукция в зазорах каждой из зон не будет зависеть от положения ротора и окажется одинаковой.

Выражения для индукции магнитного поля по оси фазных зон имеют вид:

$$\begin{aligned} B_A &= B_m \cos \omega t; \\ B_B &= B_m \cos \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right); \\ B_C &= B_m \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right). \end{aligned}$$

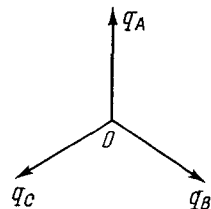


Рис. 4-43. Пространственная векторная диаграмма сил одностороннего притяжения

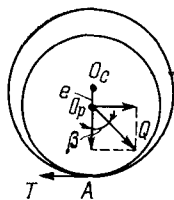


Рис. 4-44. Силы в ДКР

Силы одностороннего притяжения, приложенные к ротору, пропорциональны квадрату индукции и относительно друг друга сдвинуты в пространстве на 120° (рис. 4-43):

$$\begin{aligned} q_A &= Q_m \cos^2 \omega t = \frac{Q_m}{2} (1 + \cos 2\omega t); \\ q_B &= Q_m \cos^2 \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{Q_m}{2} \left[1 + \cos \left(2\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \right]; \\ q_C &= Q_m \cos^2 \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) = \frac{Q_m}{2} \left[1 + \cos \left(2\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right], \end{aligned}$$

где $Q_m \sim B_m^2$ — максимальная сила, создаваемая одной фазой.

Силы q_A, q_B, q_C содержат каждая по две составляющие: постоянную и переменную; переменные составляющие пульсируют с угловой частотой 2ω и сдвинуты по фазе на 120° . При сложении этих сил с учетом их пространственного сдвига сумма постоянных составляющих равна нулю, а переменные составляющие образуют результирующий вектор силы q , который имеет амплитуду $\frac{3}{4} Q_m$ и вращается по расточке статора с частотой $2\omega = 4\pi f$.

При симметричном расположении ротора относительно статора эти силы не образуют вращающего момента; при эксцентричном расположении статора и ротора образуется вращающий момент, если точка касания статора и ротора не лежит на линии действия результирующей силы.

ДКР, работающие по такому принципу, предложил проф. В. П. Наний [6]. Они называются ДКР с пульсирующим полем в отличие от ДКР с вращающимся полем, рассмотренными выше. Угловая скорость вектора результирующей силы в ДКР с пульсирующим полем в два раза выше, чем в ДКР с вращающимся полем. В конструктивном отношении эти двигатели проще, так как не имеют обмотки униполярного подмагничивания.

Момент ДКР. В ДКР различают два момента: электромагнитный, действующий относительно оси статора, $M_s = eQ \sin \theta$ и механический (момент на валу), действующий относительно оси ротора, $M_m = R_p T = \frac{D_p}{2} Q$ (рис. 4-44). Очевидно, что

$$M_m = -\frac{D_p}{2e} M_s = -k_{ред} M_s.$$

Знак минус означает, что в ДКР с внутренним ротором моменты M_s и M_m имеют противоположное направление.

Выражение для M_m зависит от типа двигателя, способа питания и электромагнитных нагрузок. Для рассмотренных в этом параграфе двух типов ДКР оно имеет вид:

для двигателя с униполярным намагничиванием [6]

$$M_m = \frac{k_{ред} \pi \mu_0 l_c D_c F_1 F_0}{\delta e} f(\epsilon) \sin \beta;$$

для двигателя с пульсирующим полем

$$M_m = 2k_m k_z \frac{l_c D_c^2}{e} B_\delta^2 f(\epsilon) \sin \beta.$$

Здесь $f(\epsilon) = 1/\sqrt{1-\epsilon^2} - 1$; F_1, F_0 — амплитуды НС вращающегося поля и НС униполярного намагничивания; B_δ — индукция магнитного поля в воздушном зазоре; k_z — отношение ширины зубца к зубцовому делению; l_c — активная длина статора; D_c — диаметр расточки статора; δ — средний воздушный зазор; $k_m = (2 \div 6) \times 10^{-5}$ — коэффициент, зависящий от типа ДКР и числа зубцов.

Преимущества и недостатки ДКР. Основное достоинство ДКР — это возможность его использования в безредукторном электроприводе. Принципиально малоинерционный ДКР можно выполнить на значительную мощность (до нескольких сотен ватт). Важным положительным свойством ДКР является его способность к самотормозению при останове. ДКР не имеет подшипников, поэтому применение ДКР перспективно, когда по условиям смазки обычные подшипники неприменимы.

Основными недостатками ДКР являются: быстрый износ катков вследствие проскальзывания поверхностей соприкосновения; необходимость в специальных муфтах для передачи вращающего момента на привод; значительные вибрации ротора, вызывающие шум при работе двигателя.

4-7. Волновой электродвигатель

Волновой электродвигатель (ВД) осуществляет волновую передачу, в которой генератором механических волн является статор

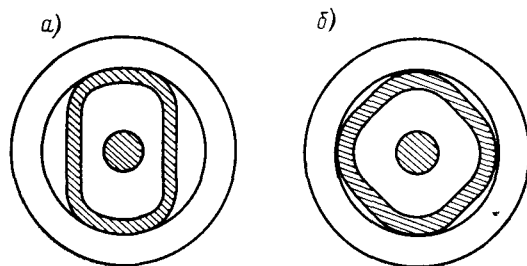


Рис. 4-45. Схемы двигателей с гибкими волновыми роторами: а — с двумя точками касания; б — с четырьмя точками касания

с многофазной обмоткой, образующей вращающееся или пульсирующее магнитное поле. Особенность двигателя состоит в том, что его ротор, выполненный в виде стакана из ферромагнитного сплава, может деформироваться под действием сил магнитного тяжения.

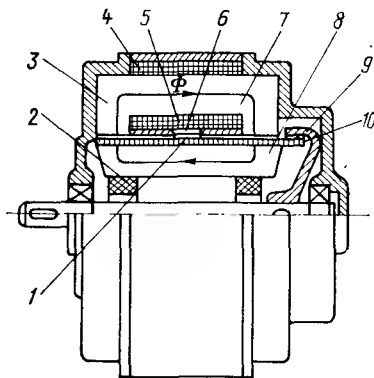


Рис. 4-46. Синхронный волновой электродвигатель

1, 10 — зубчатые венцы гибкого стакана; 2 — центрирующее эластичное кольцо; 3 — сердечник статора; 4 — обмотка статора; 5 — обмотка возбуждения; 6 — жесткий зубчатый венец; 7 — тонкостенный гибкий стакан; 8 — сектор-магнитопровод; 9 — жесткий зубчатый венец

Рассмотрим статор с многофазной обмоткой, образующей в его расточке двухполюсное вращающееся магнитное поле. Разместим в расточке тонкостенный (гибкий) стальной полый ротор (рис. 4-45). Под действием сил магнитного тяжения в местах, соответствующих максимуму индукции, ротор, деформируясь, притягивается к статору.

Волна деформации ротора будет перемещаться синхронно с магнитным полем, при этом ротор обкатывается по статору, касаясь его в двух точках. Так же как и в ДКР, за один оборот поля ротор повернется в противоположную сторону на угол, равный разности длин окружностей статора и ротора, деленной на радиус ротора.

Угловая скорость ротора определяется по формуле (4-43). В отличие от ДКР волновой двигатель может работать не только в двухполюсном (рис. 4-45, а), но и в многополюсном поле (рис. 4-45, б). По сравнению с ДКР ВД имеет определенные преимущества: центры

вращения ротора и вращающегося магнитного поля совпадают, вследствие этого отсутствуют неуравновешенные центробежные силы, что обеспечивает работу двигателя без вибраций и шума; быстродействие вследствие меньшего момента инерции ротора. Изображенная на рис. 4-45 магнитная система ВД не является эффективной, так как магнитный поток должен замыкаться по тонкостенному ротору. Поэтому на практике ВД имеют другое конструктивное исполнение. Одна из возможных схем ВД приведена на рис. 4-46. На П-образных стержнях статора расположены катушки фазной обмотки 4, создающей вращающееся магнитное поле. К статору крепится зубчатый венец 6 с числом зубцов z_1 . Ротор выполнен в виде цилиндрического тонкостенного стакана 7 и может деформироваться в радиальном направлении. На стакане сделаны зубчатые венцы 1, а внутри стакана в виде секторов — магнитопроводы 8; секторы могут перемещаться относительно друг друга в пределах максимальной деформации стакана. Электромагнитная сила, действующая на поверхность гибкого ротора, пропорциональна квадрату индукции. Число волн деформации стакана U равно числу полюсов, $U = 2p$. Эти волны деформации перемещаются со скоростью поля ω_c , при этом венец 1 на деформированном участке находится в зацеплении с жестким зубчатым венцом 6. Происходит обкатывание тонкостенного ротора по этому венцу статора. Поскольку число зубцов венца $z_2 < z_1$, то ротор будет вращаться с угловой скоростью

$$\omega_p = \omega_c (z_2 - z_1) / z_2.$$

Это вращение ротора через зубчатую передачу 9 и 10 передается на вал двигателя. Волновой электродвигатель обладает всеми достоинствами волновых механических передач и характеризуется большим вращающим моментом, практически отсутствием выбега и самохода, возможностью работы в шаговом режиме.

В отличие от ДКР ротор волнового двигателя сбалансирован, вследствие этого в машине отсутствуют вибрации. Однако необходимость иметь эластичный ротор вызывает значительные конструктивные и технологические трудности в реализации волновых электродвигателей с высокими энергетическими показателями. Для повышения энергетических показателей двигателя используется униполярное возбуждение с помощью кольцевой обмотки постоянного тока 5. В данном случае число волн деформации $U = p$ и обмотка двухволнового двигателя должна быть четырехполюсной. Расчет момента волнового двигателя представляет собой довольно сложную задачу и в настоящей книге не рассматривается.

5-1. Основные типы.

Конструктивные особенности двигателей

Электродвигатели постоянного тока мощностью от долей ватта до сотен ватт широко применяются для привода различных механизмов в автономных системах, размещенных на судах, самолетах, автомобилях, орбитальных космических станциях, в роботах, а также в переносных бытовых приборах, игрушках.

В зависимости от способа возбуждения различают двигатели с электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами.

Двигатели с электромагнитным возбуждением обычно проектируются на относительно большую мощность (несколько десятков ватт и выше). Обмотка возбуждения двигателей выполняется параллельной или последовательной; смешанное возбуждение в малогабаритных машинах не применяется. На рис. 5-1 приведены схемы включения обмоток возбуждения двигателей постоянного тока. Конструктивно двигатели имеют закрытое или защищенное исполнение. Магнитная система выполняется, как правило, двухполюсной в виде сплошной стальной станины с объемными цельными или шихтованными полюсами или шихтованной

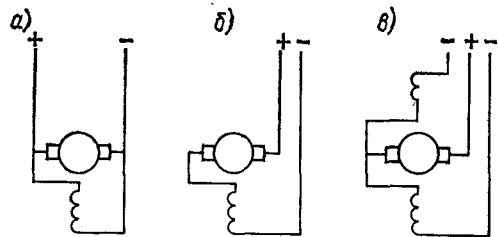


Рис. 5-1. Схемы включения обмоток возбуждения двигателей постоянного тока; а — параллельная; б — последовательная; в — последовательная реверсивная

ными полюсами (рис. 5-2, а) или же в виде шихтованной вместе с полюсами станины (рис. 5-2, б). Якорь двигателя представляет собой пакет, набранный из листовой электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм. Пазы якоря имеют скос на одно зубцовое деление для уменьшения пульсаций магнитного потока и устранения реактивных моментов. Обмотка якоря выполняется как простая петлевая или волновая с относительно небольшим числом секций.

Коллектор представляет собой узел, получаемый запрессовкой пластин в пластмассовую втулку. Двигатели не имеют дополнительных полюсов и компенсационной обмотки. Щетки для реверса машины устанавливаются на геометрической нейтрали. Поскольку частота вращения двигателей малой мощности относительно велика (4000—10 000 об/мин), то условия коммутации получаются тяжелыми, поэтому особое внимание при конструировании должно быть уделено щеточно-коллекторному узлу, который на-

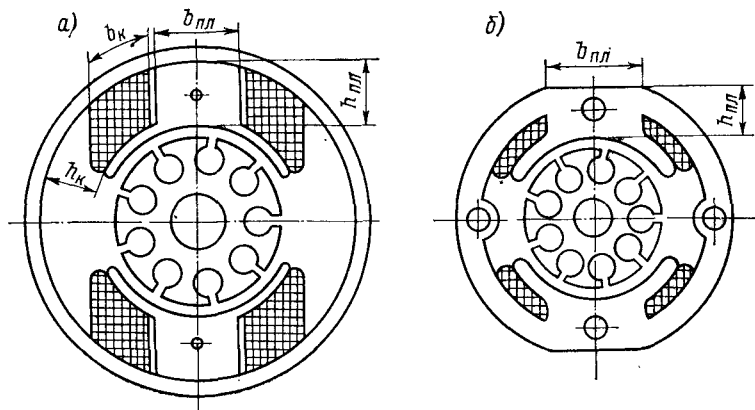
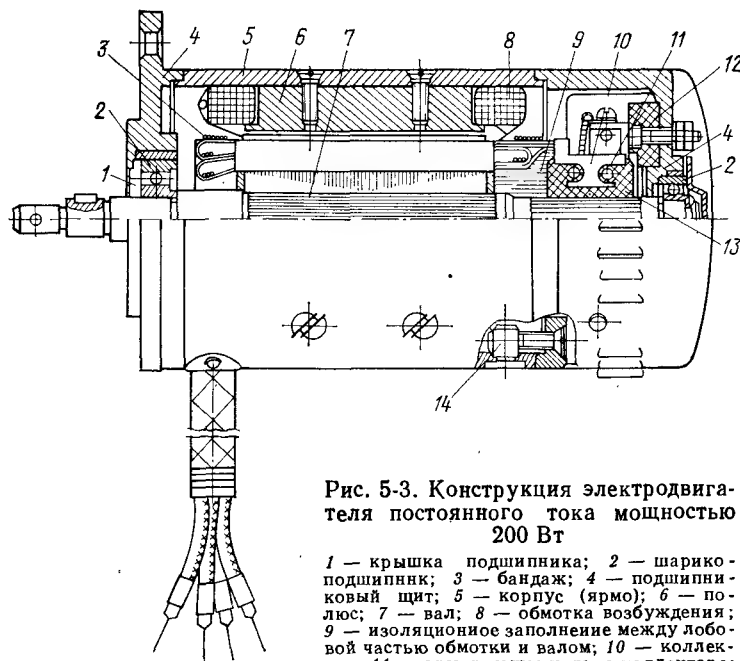


Рис. 5-2. Магнитные системы двигателей постоянного тока: а — с объемными полюсами; б — в виде шихтованной станины. $b_{пл}$ $h_{пл}$ — ширина и высота полюса; b_k и h_k — ширина и высота катушки



12 — траверса; 13 — изоляция вала со стороны коллектора; 14 — прилив для крепления подшипниковых щитов

ряду с подшипниками-опорами определяет надежность и срок службы двигателя. На рис. 5-3 приведена конструкция электро-двигателя постоянного тока мощностью 200 Вт.

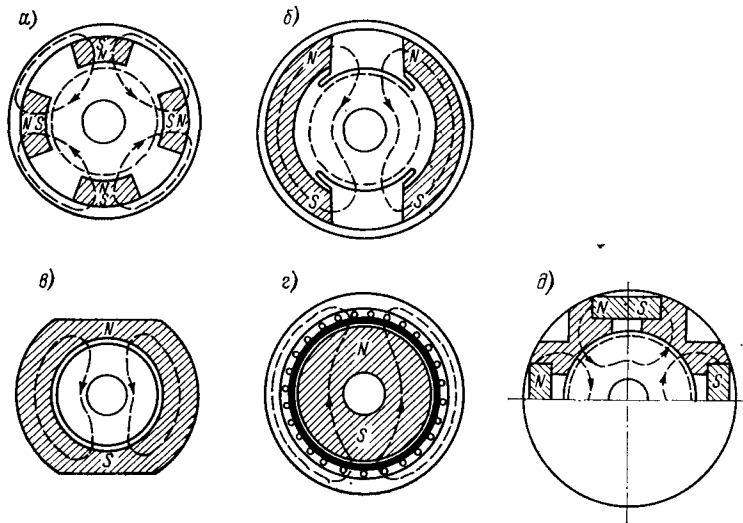


Рис. 5-4. Конструкция магнитных систем двигателей с постоянными магнитами: а — радиальные магниты; б — скобообразные магниты; в — кольцевой магнит; г — внутренний цилиндрический магнит; д — плоские магниты с полюсными наконечниками

В двигателях с постоянными магнитами магнитные системы отличаются большим разнообразием; оно связано с тем, что постоянным магнитам, не имеющим обмоток, легче придавать различную форму, чем электромагнитам. На рис. 5-4 приведены некоторые типы магнитной системы двигателей с постоянными магнитами, получившие наибольшее распространение.

Магнитная система с радиальными магнитами (рис. 5-4, а) наиболее

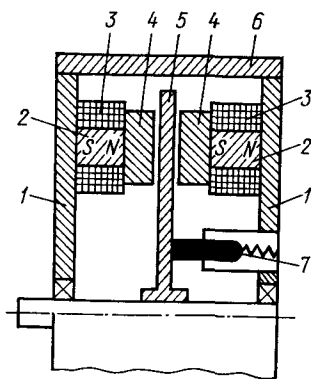


Рис. 5-5. Конструктивная схема дискового двигателя с печатным якорем

1 — подшипниковые щиты; 2 — постоянные магниты полюсов; 3 — обмотка намагничивания; 4 — полюсный наконечник; 5 — дисковый якорь; 6 — корпус; 7 — щетка

проста; ее главный недостаток — слабая НС магнита и неиспользуемое пространство между полюсами. Магнитная система со скобообразными магнитами (рис. 5-4, б) обеспечивает значительно большую НС и лучшее заполнение пространства между

якорем и корпусом; ее недостаток — трудность в создании нужного направления магнитного поля при намагничивании магнитов. Кольцевой магнит (рис. 5-4, в) имеет наиболее простую конструкцию и широко применяется в двигателях малой мощности; вследствие значительного поля полюсов и реакции якоря в коммутационной зоне коммутация в двигателях этого типа сильно затруднена.

Магнитная система с внутренним магнитом применяется в двигателях с полым якорем, который выполнен в виде тонкостенного стакана и вращается между неподвижным ярмом и внутренним магнитом (рис. 5-4, г). В качестве материалов для постоянных магнитов применяются магнитно-твердые сплавы с широкой петлей гистерезиса. Качество этих сплавов, так же как и для синхронных двигателей с постоянными магнитами, определяется коэрцитивной силой H_c , остаточной индукцией B_r и максимальной удельной энергией $w_{\text{макс}}$.

В остальном конструкция двигателей с постоянными магнитами принципиально не отличается от конструкции двигателей с электромагнитным возбуждением. Рядом зарубежных фирм налажен серийный выпуск двигателей постоянного тока с дисковым печатным якорем.

Двигатели этого типа имеют хорошие энергетические показатели и отличные условия коммутации. Роль коллектора в машине выполняют лобовые соединения обмоток. Печатная обмотка часто выполняется штамповкой из листовой меди (рис. 5-5).

5-2. Уравнения ЭДС и момента

Приложенное к якорю двигателя напряжение равно сумме противо-ЭДС вращения, падению напряжений под щетками, на активном сопротивлении якоря, а также ЭДС самоиндукции:

$$U = C\omega_p\Phi + \Delta U_{\text{щ}} + i_a r_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (5-1)$$

для двигателей с параллельным электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами;

$$U = C\omega_p\Phi + \Delta U_{\text{щ}} + i_a (r_a + r_f) + (L_a + L_f) \frac{di_a}{dt} \quad (5-2)$$

для двигателей с последовательным электромагнитным возбуждением.

Здесь U — приложенное напряжение; i_a — ток якоря; Φ — магнитный поток полюсов; $\Delta U_{\text{щ}}$ — падение напряжения под щетками; r_a — активное сопротивление якоря; L_a и L_f — индуктивности якоря и обмотки возбуждения; r_f — активное сопротивление последовательной обмотки возбуждения; ω_p — угловая скорость ротора; $C = \frac{N}{2\pi} \frac{p}{a}$ — постоянная (N — число проводников обмотки якоря, p — число пар полюсов, a — число параллельных ветвей обмотки).

Электромагнитный момент двигателя

$$M_s = C i_a \Phi. \quad (5-3)$$

При последовательном электромагнитном возбуждении для ненасыщенной машины можно принять $\Phi = k_f i_a$, где k_f — постоянная. Тогда

$$M_s = C_1 i_a^2. \quad (5-4)$$

Уравнение момента двигателя имеет вид

$$J \frac{d\omega_p}{dt} = M_s - M_{\text{соп}}, \quad (5-5)$$

где $M_{\text{соп}} = M_0 + M_n$ — момент сопротивления, равный сумме моментов холостого хода и нагрузки.

В установившемся режиме работы ($\omega_p = \text{const}$; $i_a = I_a = \text{const}$) уравнения ЭДС примут вид: для двигателя с параллельным возбуждением

$$U = C \omega_p \Phi + \Delta U_{\text{щ}} + I_a r_a;$$

для двигателя с последовательным возбуждением

$$U = C \omega_p \Phi + \Delta U_{\text{щ}} + I_a (r_a + r_f). \quad (5-6)$$

Выражение для момента у них общее:

$$M_s = M_{\text{соп}} = M_0 + M_n = C I_a \Phi = C I_0 \Phi + C I_n \Phi.$$

В двигателях малой мощности с параллельным возбуждением момент холостого хода M_0 и соответствующий ему ток холостого хода $I_0 = M_0 / (C \Phi)$ могут быть сравнимы соответственно с моментом нагрузки и с током якоря $I_a = I_0 + I_n$ этого же двигателя. Из уравнений (5-6) находим угловую скорость при холостом ходе

$$\omega_{p0} = \frac{U - \Delta U_{\text{щ}} - I_0 r_a}{C \Phi} \quad (5-7)$$

и пусковой момент

$$M_n = C I_{an} \Phi = C \frac{U - \Delta U_{\text{щ}}}{r_a} \Phi. \quad (5-8)$$

5-3. Рабочие и пусковые характеристики двигателей с параллельным возбуждением и постоянными магнитами

Рабочими характеристиками двигателей постоянного тока называются зависимости ω_p , I_a , P_2 , P_1 и η от момента нагрузки M_n при постоянном потоке возбуждения Φ и напряжения якоря U . Основными режимами работы электродвигателя являются:

- режим холостого хода ($M_n = 0$; $I_a = I_0$; $\omega_p = \omega_{p0}$);
- режим номинальной нагрузки ($M_n = M_{nN}$; $I_a = I_{nN}$; $\omega_p = \omega_{pN}$);
- режим максимальной полезной мощности ($P_2 = P_{2\text{ макс}}$);
- пусковой режим ($M = M_n$; $I_a = I_n$; $\omega_p = 0$).

Рабочие характеристики двигателей расчетным путем определяются по формулам, которые следуют непосредственно из выражений, приведенных в § 5-2:

$$\left. \begin{aligned} \omega_p &= \frac{U - \Delta U_{\text{щ}} - I_a r_a}{C \Phi} = \omega_{p0} - \frac{I_n r_a}{C \Phi} = \omega_{p0} - \frac{r_a}{C^2 \Phi^2} M_n; \\ I_a &= \frac{M_0 + M_n}{C \Phi} = I_0 + \frac{M_n}{C \Phi}; \quad P_2 = M_n \omega_p = M_n \omega_{p0} - \\ &\quad - \frac{r_a}{C^2 \Phi^2} M_n^2; \quad P_1 = U I_a; \quad \eta = \frac{P_2}{P_1}. \end{aligned} \right\} \quad (5-9)$$

Эти характеристики приведены на рис. 5-6.

Иногда возникает необходимость построения механических характеристик по данным пускового режима и режима холостого хода. Зависимости $\omega_p (M_n)$ и $I_a (M_n)$ представляют собой прямые, и их можно построить по опытным данным (I_0 , I_n , ω_{p0} , M_n) или выразить формулами:

$$\left. \begin{aligned} \omega_p &= \omega_{p0} (1 - M_n / M_n); \\ I_a &= I_0 + (I_n - I_0) M_n / M_n. \end{aligned} \right\} \quad (5-10)$$

а затем по формулам (5-9) найти $P_2 (M_n)$, $P_1 (M_n)$, $\eta (M_n)$.

Пуск двигателей постоянного тока малой мощности производится непосредственным включением двигателя в сеть. Рассмотрим вначале пуск двигателя в режиме холостого хода, полагая, что индуктивность якоря L_a мала и ЭДС самоиндукции $L_a \frac{di_a}{dt}$ можно не учитывать.

Уравнение ЭДС (5-1) и уравнение момента (5-5) примут вид

$$\left. \begin{aligned} U &= C \omega_p \Phi + \Delta U_{\text{щ}} + I_a r_a; \\ J \frac{d\omega_p}{dt} &= C I_a \Phi - M_0. \end{aligned} \right\} \quad (5-11)$$

Представим ток якоря в виде $i_a = I_0 + i$, где I_0 — ток холостого хода. Тогда, учитывая, что $C I_0 \Phi = M_0$; $U = C \omega_{p0} \Phi + \Delta U_{\text{щ}} + I_0 r_a$, получаем

$$C \omega_{p0} \Phi = C \omega_p \Phi + I_a r_a; \quad J \frac{d\omega_p}{dt} = C i \Phi.$$

Исключая ток i из этих уравнений, находим

$$J \frac{d\omega_p}{dt} = \frac{C^2 \Phi^2}{r_a} (\omega_{p0} - \omega_p).$$

Согласно (5-7) и (5-8) $\frac{C^2 \Phi^2}{r_a} = \frac{M_n}{\omega_{p0}} \left(1 - \frac{I_0 r_a}{U - \Delta U_{\text{щ}}} \right)$, и последнее уравнение запишем в виде

$$\tau_m \frac{d\omega_p}{dt} + \omega_p = \omega_{p0}, \quad (5-12)$$

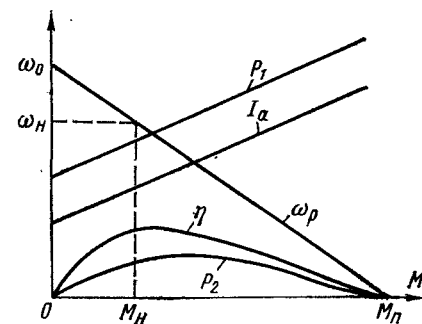


Рис. 5-6. Рабочие характеристики двигателей с параллельным возбуждением

где

$$\tau_m = \frac{J\omega_{p0}}{M_n \left(1 - \frac{I_0 r_a}{U - \Delta U_{\text{щ}}}\right)} \approx \frac{J\omega_{p0}}{M_n}$$

— электромеханическая постоянная времени двигателя.
Решение дифференциального уравнения (5-12)

$$\omega_p = \omega_{p0} (1 - e^{-t/\tau_m}).$$

Для получения зависимости угловой скорости ротора двигателя от времени в общем случае при произвольном постоянном моменте нагрузки и учете индуктивности якоря также воспользуемся уравнениями (5-1) и (5-5). Так в якоре представим в виде

$$i_a = I_n + i, \quad (5-13)$$

где I_n — ток якоря двигателя, соответствующий заданному постоянному моменту нагрузки, включая момент холостого хода.

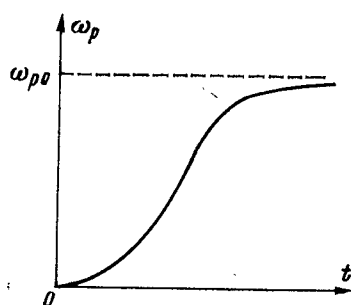


Рис. 5-7. Кривая изменения скорости ротора при пуске двигателя

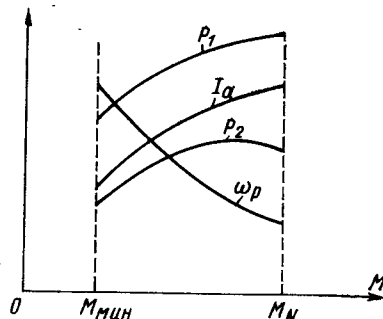


Рис. 5-8. Рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением

Подставляя (5-13) в формулы (5-1) и (5-5) и учитывая, что $U - \Delta U_{\text{щ}} - I_n r_a = C\omega_{p,n}\Phi$, а $M_{\text{сop}} = CI_n\Phi$, получаем

$$\left. \begin{aligned} L_a \frac{di}{dt} + r_a i + C\Phi(\omega_p - \omega_{p,n}) &= 0; \\ J \frac{d\omega_p}{dt} &= CI\Phi; \end{aligned} \right\} \quad (5-14)$$

здесь $\omega_{p,n}$ — скорость двигателя под нагрузкой.

Исключая из уравнений (5-14) ток i и обозначая $L_a/r_a = \tau_a$ (электромагнитная постоянная времени якоря), находим

$$\tau_a \frac{d^2\omega_p}{dt^2} + \frac{d\omega_p}{dt} + \frac{C^2\Phi^2}{Jr_a} (\omega_p - \omega_{p,n}) = 0.$$

Заменяя, как и выше, $\frac{C^2\Phi^2}{r_a}$ на $\frac{M_n}{\omega_{p0}}$ и $\frac{J\omega_{p0}}{M_n}$ на τ_m , получаем

$$\tau_a \tau_m \frac{d^2\omega_p}{dt^2} + \tau_m \frac{d\omega_p}{dt} + \omega_p = \omega_{p,n}.$$

Решение этого дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях имеет вид

$$\omega_p = \omega_{p,n} \left(1 + \frac{\alpha_2 e^{\alpha_1 t} - \alpha_1 e^{\alpha_2 t}}{\alpha_1 - \alpha_2}\right), \quad (5-15)$$

где α_1 и α_2 — корни характеристического уравнения $\tau_a \tau_m \alpha^2 + \tau_m \alpha + 1 = 0$.

При $\tau_a \ll \tau_m$ можно приближенно принять $\alpha_1 = -1/\tau_a$; $\alpha_2 = -1/\tau_m$. В этом случае формула (5-15) примет вид

$$\omega_p = \omega_{p,n} \left[1 - \frac{1}{\tau_m - \tau_a} (\tau_m e^{-t/\tau_m} - \tau_a e^{-t/\tau_a})\right]. \quad (5-16)$$

На рис. 5-7 представлена кривая изменения угловой скорости ротора при пуске двигателя.

5-4. Рабочие и пусковые характеристики двигателей с последовательным возбуждением

В двигателях постоянного тока с последовательным возбуждением магнитный поток не остается постоянным, а изменяется для ненасыщенных машин пропорционально току якоря. Наибольшие значения магнитного потока возбуждения и момента двигателя будут в пусковом режиме. Режим холостого хода в двигателях этого типа исключен, так как получающаяся при этом скорость ротора весьма велика. Действительно, из формул (5-4) и (5-6) для двигателя последовательного возбуждения получаем

$$\omega_p = \frac{U - \Delta U_{\text{щ}} - I_a(r_a + r_f)}{C\Phi} = \frac{U - \Delta U_{\text{щ}} - (r_a + r_f) \sqrt{(M_0 + M_n)/C_1}}{\sqrt{C_1}(M_0 + M_n)}. \quad (5-17)$$

Отсюда для угловой скорости холостого хода находим

$$\omega_{p0} = \frac{U - \Delta U_{\text{щ}} - (r_a + r_f) \sqrt{M_0/C_1}}{\sqrt{C_1}M_0}.$$

Момент сопротивления нагрузки может изменяться от номинального M_{nN} до некоторого минимального $M_{n, \text{мин}}$, при котором угловая скорость не превосходит допустимой для данного двигателя. Расчетные формулы для определения рабочих характеристик двигателя имеют вид

$$I_a = \sqrt{\frac{M_0 + M_n}{C_1}}; \quad P_2 = M_n \omega_p; \quad P_1 = UI_a; \quad \eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (5-18)$$

Зависимость ω_p от M_n описывается формулой (5-17). Примерный вид рабочих характеристик двигателя с последовательным возбуждением приведен на рис. 5-8. Анализ пускового режима двигателя с последовательным возбуждением в силу нелинейности зависимости момента от тока двигателя в общем виде выполнить нельзя. Уравнения ЭДС (5-2) и момента (5-5) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} U &= C_1 \omega_p i_a + \Delta U_{\text{щ}} + i_a(r_a + r_f) + (L_a + L_f) \frac{di_a}{dt}; \\ J \frac{d\omega_p}{dt} &= C_1 i_a^2 - M_{\text{сop}}. \end{aligned} \right\} \quad (5-19)$$

Представим ток якоря в виде суммы двух составляющих: $i_a = I_n + i$, где I_n — ток якоря, соответствующий данному сопротивлению нагрузки в установившемся режиме.

Учитывая, что $U = C_1 \omega_p I_n + \Delta U_{\text{щ}} + I_n (r_a + r_f)$, а $C I_n^2 = M_{\text{сop}}$, уравнения (5-19) запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} (L_a + L_f) \frac{di}{dt} + (r_a + r_f) i + C_1 \omega_p i &= C_1 I_n (\omega_{p.n} - \omega_p); \\ J \frac{d\omega_p}{dt} &= 2C_1 I_n i + C_1 i^2. \end{aligned} \right\} (5-20)$$

Для конкретных значений параметров двигателя и момента нагрузки система дифференциальных уравнений (5-20) может быть решена с помощью АВМ.

5-5. Стабилизация угловой скорости двигателей постоянного тока

При изменении напряжения питания и момента нагрузки скорость двигателей не остается постоянной. Зависимость угловой скорости ротора от напряжения и момента сопротивления нагрузки

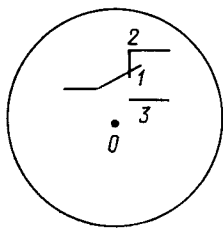


Рис. 5-9. Центробежный регулятор скорости

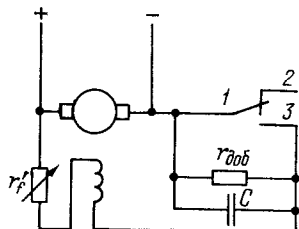


Рис. 5-10. Принципиальная схема стабилизированного двигателя с добавочным сопротивлением в цепи обмотки возбуждения

для двигателей с параллельным электромагнитным возбуждением и постоянными магнитами определяется выражением (5-9). Из этой формулы следует, что поддержание постоянной скорости ротора двигателей может достигаться путем изменения тока возбуждения для двигателей с электромагнитным возбуждением или изменения активного сопротивления якоря для обоих типов двигателей.

Наиболее просто эта задача решается путем включения в цепь возбуждения или якоря дополнительного активного сопротивления с помощью центробежного выключателя (регулятора скорости). Центробежный регулятор скорости выполняется в виде плоской пружины с контактами на конце. Пружина закреплена на диске, который установлен жестко на валу двигателя (рис. 5-9). При не-

подвижном роторе, а также при скорости, меньшей чем стабилизируемая, контакт пружины 1 соединен с неподвижным контактом 2. Когда скорость ротора превышает стабилизируемую, то под действием центробежной силы, приложенной к пружине, ее контакт 1 соединяется с неподвижным контактом 3. При работе регулятора скорости добавочное сопротивление, включаемое в цепь якоря,

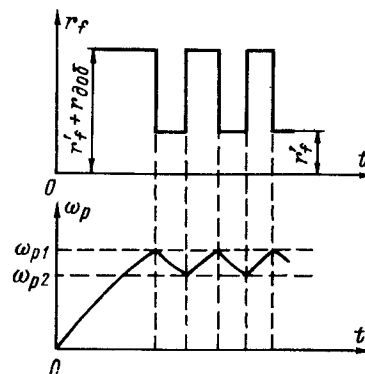


Рис. 5-11. Изменение скорости при включении добавочного сопротивления в цепь обмотки возбуждения

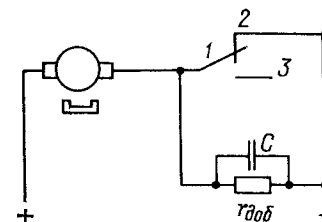


Рис. 5-12. Принципиальная схема стабилизации скорости с добавочным сопротивлением в цепи якоря

соединяется с контактами 1 и 2, а добавочное сопротивление в цепи обмотки возбуждения — с контактами 1 и 3. На рис. 5-10 приведена принципиальная схема стабилизированного двигателя с добавочным сопротивлением в цепи обмотки возбуждения $r_{доб}$. При включении двигателя в сеть его скорость возрастает по кривой

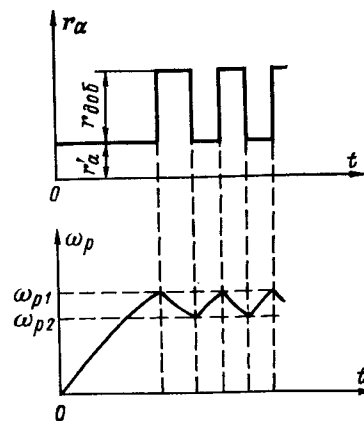


Рис. 5-13. Изменение скорости при включении добавочного сопротивления в цепь якоря

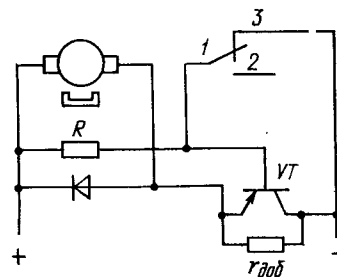


Рис. 5-14. Схема стабилизации скорости двигателя с полупроводниковым триодом

разгона (рис. 5-11), соответствующей току возбуждения $I_f' = U / (r_f + r_{доб})$. Когда скорость достигает некоторого значения ω_{p1} , при котором замыкаются контакты 1 и 3, ток возбуждения

увеличивается до $I_f'' = U/r_f$; это приводит к снижению скорости. При некоторой скорости ω_{p2} контакты 1 и 3 разомкнутся, скорость будет вновь возрастать и т. д. Таким образом, скорость вращения ротора двигателя будет совершать колебания около некоторого среднего значения $(\omega_{p1} + \omega_{p2})/2$, которое принимается за стабилизированную скорость (рис. 5-11).

Принципиальная схема стабилизации скорости путем включения добавочного сопротивления в цепь якоря приведена на рис. 5-12. При включении двигателя его скорость увеличивается по номинальной пусковой характеристике, так как добавочное сопротивление отключено (контакты 1 и 2 замкнуты). При скорости ω_{p1} контакты 1 и 2 размыкаются и последовательно с якорем оказывается включенным добавочное сопротивление; это приводит к уменьшению скорости до некоторого значения ω_{p2} , при котором контакты 1 и 2 вновь замкнутся, а скорость вновь начнет возрастать (рис. 5-13). За стабилизированную принимают некоторую среднюю скорость, примерно равную $(\omega_{p1} + \omega_{p2})/2$.

Основные недостатки центробежного регулятора скорости: сравнительно низкая точность стабилизации (1—2 %) и малый срок службы вследствие электрической эрозии контактов. Для увеличения срока службы применяют полупроводниковые приборы, которые позволяют уменьшить ток, разрываемый контактами регулятора (рис. 5-14). Для получения более высокой точности стабилизации скорости (с погрешностью не выше 0,5 %) применяют системы регулирования, в которых в качестве датчика скорости используется тахогенератор того или иного типа. Но эти вопросы выходят за рамки нашего курса. Применительно к бесконтактным двигателям постоянного тока они рассмотрены в гл. 6.

5-6. Универсальный коллекторный двигатель

Универсальным коллекторным двигателем называется коллекторный двигатель последовательного возбуждения, работающий как от сети постоянного тока, так и от сети переменного тока при одинаковой угловой скорости в режиме номинальной нагрузки. Принципиальная схема двигателя приведена на рис. 5-15. При работе от сети переменного тока того же напряжения, что и постоянного тока, обмотка возбуждения должна иметь меньшее число витков, поэтому для включения двигателя в сеть переменного тока используется только часть обмотки возбуждения. По своему устройству универсальный коллекторный двигатель аналогичен двигателю постоянного тока с последовательным возбуждением. Для уменьшения потерь на вихревые токи при работе от сети переменного тока магнитная система универсального коллекторного двигателя выполняется шихтованной из листовой электротехнической стали. На полюсах двигателя размещаются две обмотки возбуждения: одна предназначена для работы от сети переменного тока, другая включается последовательно с первой при работе двигателя от сети постоянного тока.

Рассмотрим более подробно работу двигателя при питании переменным напряжением. Потребляемый из сети ток I_1 создает в двигателе два пульсирующих магнитных потока: Φ_d — продольный магнитный поток полюсов и Φ_q — поперечный магнитный поток якоря. Под действием этих потоков индуцируются:

трансформаторная ЭДС в обмотке возбуждения

$$\dot{E}_f = -j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_d \dot{\omega}_f;$$

трансформаторная ЭДС в цепи якоря

$$\dot{E}_{q\text{тр}} = -j \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_q \omega_a k_{об},$$

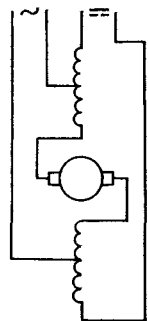
где $\omega_a = N_a/(4a)$ — число витков одной параллельной ветви обмотки; $k_{об} = 2/\pi$ — обмоточный коэффициент однофазного якоря; ЭДС вращения в цепи якоря

$$\dot{E}_{q\text{вр}} = C \omega_r \Phi_d / \sqrt{2}.$$

Приложенное к зажимам электродвигателя напряжение должно уравнивать ЭДС $\dot{E}_f$, $\dot{E}_{q\text{тр}}$ и $\dot{E}_{q\text{вр}}$, а также падения напряжения на активных сопротивлениях якоря и обмотки возбуждения $I_a(r_a + r_f)$ и на индуктивных сопротивлениях рассеяния этих обмоток $j(x_{as} + x_{fs}) I_a$. Уравнение ЭДС для вращающегося двигателя примет вид

$$\dot{U} = -\dot{E}_f - \dot{E}_{q\text{тр}} - \dot{E}_{q\text{вр}} + I_a(r_a + r_f) + j(x_{as} + x_{fs}) I_a.$$

Рис. 5-15. Электрическая схема универсального коллекторного двигателя



Этому уравнению соответствует векторная диаграмма напряжений, приведенная на рис. 5-16. Из векторной диаграммы следует, что коэффициент мощности универсального двигателя тем выше, чем меньше трансформаторные ЭДС $\dot{E}_f$ и $\dot{E}_{q\text{тр}}$ в обмотках возбуждения и якоря, а также падение напряжения на индуктивных сопротивлениях рассеяния и чем больше скорость якоря. Если пренебречь небольшим углом потерь ϵ между током $\dot{I}$ и магнитным потоком возбуждения Φ_d , то выражение для тока двигателя можно записать в виде

$$I_a = \frac{U \cos \varphi - E_{q\text{вр}}}{r_a + r_f'}$$

Угловая скорость якоря (ротора)

$$\omega_p = \frac{\sqrt{2} E_{q\text{вр}}}{C \Phi_d} = \frac{\sqrt{2} [U \cos \varphi - I_a(r_a + r_f')]}{C \Phi_d}.$$

Среднее значение момента

$$M = \frac{C}{T} \int_0^T \sqrt{2} I_a \cos \omega t \Phi_d \cos \omega t dt = \frac{C \Phi_d I_a}{\sqrt{2}}.$$

При работе двигателя от сети постоянного тока ЭДС вращения якоря должна быть

$$E_a = U - I_a (r_a + r_f' + r_f'') > E_{q \text{ вр.}}$$

Но

$$\omega_p = \frac{E_{q \text{ вр.}} \sqrt{2}}{C \Phi_d} = \frac{E_a}{C \Phi};$$

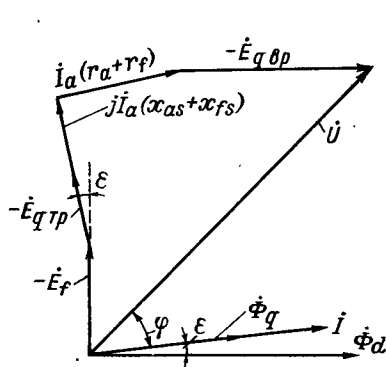


Рис. 5-16. Векторная диаграмма напряжений

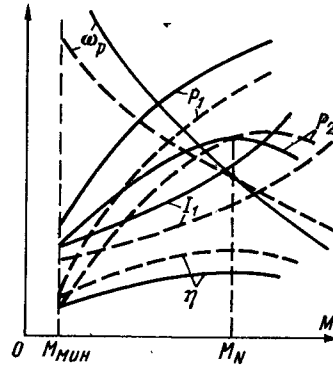


Рис. 5-17. Рабочие характеристики универсального коллекторного двигателя

отсюда

$$\Phi = \frac{\Phi_d}{\sqrt{2}} \frac{E_a}{E_{q \text{ вр.}}} > \frac{\Phi_d}{\sqrt{2}}.$$

Это означает, что при работе от сети постоянного тока на полюсах должна быть дополнительная обмотка возбуждения. Рабочие характеристики универсального коллекторного двигателя представляют собой универсальности потребляемых тока и мощности, полезной мощности на валу, угловой скорости и КПД от момента на валу двигателя при $U = \text{const}$. На рис. 5-17 приведен примерный вид этих зависимостей при питании двигателя переменным током (сплошные линии) и постоянным током (штриховые линии).

Глава шестая

БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6-1. Принцип работы

Двигатели этого типа получили широкое распространение главным образом за последние десятилетия благодаря успехам полупроводниковой техники. Щеточно-коллекторный узел обычного

двигателя постоянного тока удалось заменить более надежной полупроводниковой схемой, управляемой сигналами бесконтактного датчика положения ротора. В отличие от коллекторного двигателя постоянного тока бесконтактный двигатель имеет обмотку якоря на статоре, а систему возбуждения (полюсы) на роторе. Электронный коммутатор (K), изменяющий направление тока в секциях, выполняется обычно в виде отдельного блока, соединенного проводниками с обмоткой статора двигателя D и датчиком положения ротора ($ДП$) (рис. 6-1). По своей конструкции бесконтактный двигатель постоянного тока напоминает синхронный двигатель, ток в фазах которого изменяется в зависимости от положения ротора. Вследствие этого имеются два подхода к рассмотрению электромагнитных процессов в бесконтактном двигателе. При первом дви-

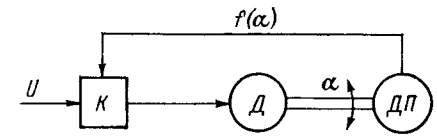


Рис. 6-1. Структурная схема бесконтактного двигателя постоянного тока

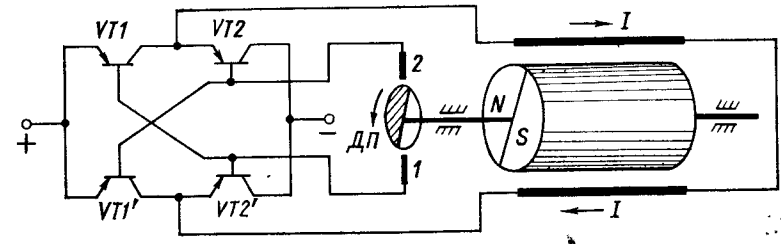


Рис. 6-2. Принципиальная схема односекционного бесконтактного двигателя постоянного тока

гатель рассматривается как машина постоянного тока, в которой коммутатор поддерживает направление НС обмотки, перпендикулярное оси магнитного потока возбуждения. При втором подходе двигатель считается синхронным с переменной частотой питающего напряжения, зависящей от угловой скорости ротора. В настоящей главе принята первая точка зрения как наиболее полно отражающая сущность физических явлений в двигателе.

Для уяснения принципа работы двигателя обратимся к рис. 6-2, на котором схематически показаны: ротор — постоянный магнит; обмотка статора в виде одного витка; датчик углового положения, состоящий из чувствительных элементов 1 и 2 и якоря; электронный коммутатор, выполненный в виде моста из четырех транзисторов ($VT1, VT1', VT2, VT2'$).

В положении ротора, указанном на рисунке, якорь ДП взаимодействует с чувствительным элементом 1, триоды $VT1$ и $VT2'$ от-

крыты, а $VT2$, $VT1'$ закрыты. Ток I в витке имеет направление, указанное стрелкой. В результате взаимодействия этого тока с полем постоянного магнита к ротору прикладывается момент, направленный против часовой стрелки (если смотреть со стороны датчика положения).

Под действием этого момента ротор двигателя вращается в том же направлении. Когда ротор примет положение, при котором ось

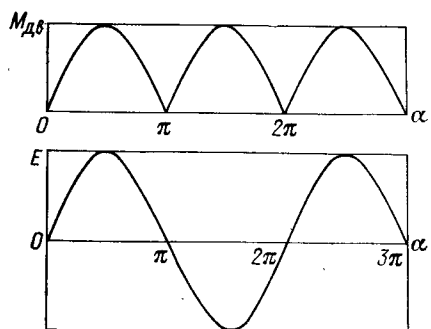


Рис. 6-3. Зависимость момента и ЭДС от угла поворота ротора односекционного двигателя

момент, приложенный к ротору двигателя, сохраняет свое направление. При повороте ротора на 180° картина повторяется. Переключение тока в витке на обратное направление (коммутация) происходит в положении ротора, при котором ЭДС в витке

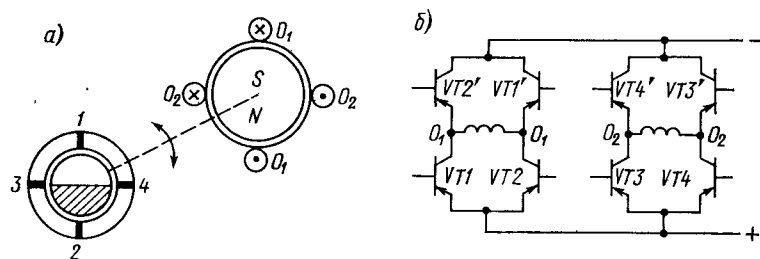


Рис. 6-4. Схема двухсекционного бесконтактного двигателя постоянного тока: а — двигатель; б — электронный коммутатор

и момент равны нулю. На рис. 6-3 приведены кривые изменения ЭДС и момента в функции угла поворота ротора α в предположении, что индукция постоянного магнита имеет синусоидальное распределение по окружности ротора.

Очевидный недостаток двигателя с одним витком (впрочем, как и обычного двигателя постоянного тока с одной секцией и двумя коллекторными пластинами) состоит в том, что момент двигателя

имеет явно пульсирующий характер, а во время переключения тока становится равным нулю. Для устранения этого недостатка необходимо увеличивать число секций (витков) обмотки. При этом чем больше будет витков, тем меньше можно получить пульсации момента. Однако значительное увеличение числа секций приведет к росту числа коммутирующих полупроводниковых элементов и усложнению датчика положения ротора. Поэтому на практике ограничиваются двумя, тремя или четырьмя секциями. На рис. 6-4, а показана схема двухсекционного двигателя. Датчик положения двигателя содержит уже две пары чувствительных элементов 1—2 и 3—4, каждая из которых управляет коммутацией секций O_1 и O_2 соответственно. Секции обмотки O_1 и O_2 подключены к диагоналям транзисторных мостов, как показано на рис. 6-4, б. Последовательность переключения направления тока в каждой секции аналогична изложенной выше при рассмотрении односекционного двигателя. Пространственный сдвиг секций на 90° полностью исключает мертвое положение ротора, поскольку при нулевом моменте, развиваемом одной секцией, в другой секции в этом положении ротора момент максимален.

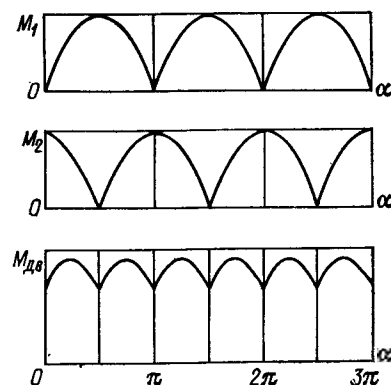


Рис. 6-5. Зависимость момента от угла поворота ротора двухсекционного двигателя

На рис. 6-5 изображены угловые характеристики моментов M_1 и M_2 , создаваемых секциями O_1 и O_2 , и суммарный момент двигателя $M_{дв} = M_1 + M_2$. Из графиков можно видеть, что наличие двух секций заметно выравнивает пульсации суммарного момента двигателя.

С целью упрощения схемы коммутатора двухсекционного двигателя, содержащей восемь силовых транзисторов, каждую из секций двигателя можно расщепить на две секции, а среднюю точку вывести на зажим источника питания, как это показано на рис. 6-6. Схема такого четырехсекционного двигателя будет содержать только четыре силовых транзистора. Секции O_1' и O_1'' , а также O_2' и O_2'' сдвинуты по отношению друг к другу на 180° и таким образом взамен реверсирования тока в секции O_1 или O_2 двухсекционного двигателя (рис. 6-4) производится поочередное включение секций O_1' и O_1'' и соответственно O_2' и O_2'' у четырехсекционного двигателя. Упрощение схемы коммутатора (рис. 6-6) привело к появлению в схеме пассивных (не работающих часть времени) секций.

Получили распространение схемы трехсекционных двигателей. Две из них с соединением секций в звезду приведены на рис. 6-7 и 6-8. Схема на рис. 6-7 представляет собой вариант неререверсив-

ного (однополупериодного) питания секций двигателя. Ток в каждой секции может протекать по ней только в одном направлении. Схема обмотки имеет вывод средней точки, а коммутатор содержит три силовых транзистора. Датчик положения ротора ДП состоит из трех чувствительных элементов 1, 2, 3, ориентированных отно-

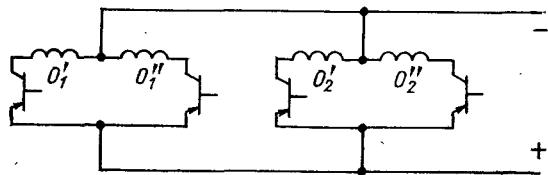


Рис. 6-6. Схема коммутатора четырехсекционного бесконтактного двигателя постоянного тока

сительно обмотки, как в односекционном двигателе, т. е. чувствительные элементы лежат в плоскостях эквивалентных витков, заменяющих соответствующие секции, а якорь представляет собой

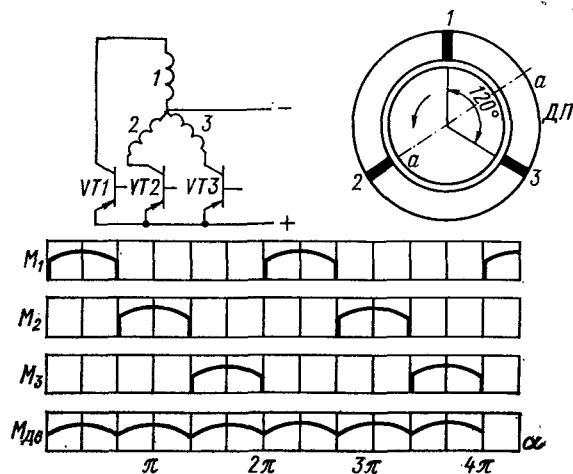


Рис. 6-7. Нереверсивный трехсекционный двигатель с соединением секций в звезду

сектор, ось симметрии которого совпадает с осью полюсов магнита ротора. Угловой размер сектора обычно принимается равным 120° . Нумерация чувствительных элементов датчика на рисунке совпадает с нумерацией управляемых ими транзисторов коммутатора.

Моменты M_1, M_2, M_3 , развиваемые секциями 1, 2, 3, и суммарный момент двигателя $M_{дв}$ в зависимости от угла поворота ротора α представлены на том же рис. 6-7. При повороте ротора в направлении стрелки возбуждается чувствительный элемент 1, а сигнал

с элемента 3 исчезает. Сигнал с элемента 1 отпирает транзистор $VT1$, в результате чего секция 1 запитывается током и создает электромагнитный момент M_1 . Секция 1 подключена к источнику питания на интервале 120° , совпадающем с угловым размером сектора ДП. После поворота на 120° происходит отключение секции 1 и подключение секции 2, поскольку чувствительный элемент 2 входит во взаимодействие со следующим сектором ДП и оказы-

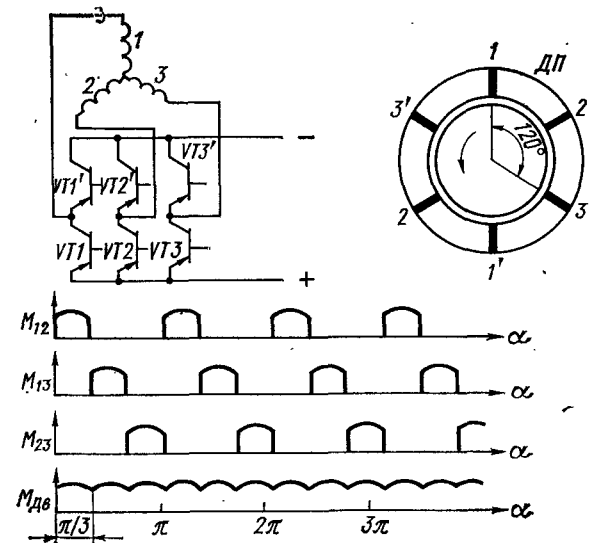


Рис. 6-8. Реверсивный трехсекционный двигатель с соединением секций в звезду

вается в возбужденном состоянии. Работа рассматриваемого трехсекционного двигателя состоит в последовательном подключении его секций к источнику питания, что обеспечивается благодаря воздействию на коммутатор сигнала обратной связи, снимаемого с ДП.

На рис. 6-8 представлена схема трехсекционного двигателя с реверсивным питанием секций. Благодаря мостовой схеме коммутатора, содержащего шесть силовых транзисторов, ток в каждой секции может менять направление, что обеспечивает лучшее использование обмотки и всего объема двигателя. Датчик положения ротора имеет шесть чувствительных элементов, каждый из которых управляет соответствующим транзистором коммутатора. При этом чувствительные элементы 1, 2, 3, расположенные как и в предыдущей схеме, управляют нижними транзисторами коммутатора $VT1, VT2, VT3$, а чувствительные элементы $1', 2', 3'$, комплект которых смещен по отношению к комплекту 1, 2, 3 на 180° , управляют транзисторами $VT1', VT2', VT3'$. Таким образом, если возбуждение одного из чувствительных элементов приводит к протеканию тока

по соответствующей секции в одном направлении, то возбуждение чувствительного элемента, сдвинутого на 180° , изменяет направление тока в этой секции на противоположное. Поскольку сдвиг между соседними чувствительными элементами составляет 60° , а угловой размер сектора якоря датчика положения равен 120° , то в возбужденном состоянии практически всегда находятся два чувствительных элемента и открытыми — два транзистора. К источнику всегда оказываются подключенными две секции двигателя. В положении, показанном на рис. 6-8, возбуждены элементы 1 и 2'. Открытыми оказываются транзисторы VT1 и VT2', а ток от источника проходит по секциям 1 и 2. После поворота ротора на 60° будут возбуждены элементы 3 и 1, секция 2 будет отключена, а цепь тока будет образована секциями 1 и 3. Диаграммы моментов, создаваемых парами секций 1—2, 1—3, 2—3, и диаграмма суммарного момента также представлены на рис. 6-8.

Трехсекционный двигатель с реверсивным питанием имеет преимущество перед аналогичным двигателем с нереверсивным питанием, обусловленное лучшим использованием меди обмотки и объема активных частей, а также, как правило, более высоким КПД. Однако более сложная схема коммутатора и датчика положения такого двигателя заставляет отдавать ей предпочтение в тех случаях, когда к двигателю предъявляются жесткие требования по габаритным размерам, массе, пульсациям момента и КПД.

Заметим, что трехсекционные схемы с реверсивным питанием можно выполнить на том же коммутаторе и датчике положения при соединении секций в треугольник (замкнутая обмотка). Особенность такой схемы будет состоять в изменении угла установки обмотки чувствительных элементов датчика по отношению к магнитным осям секций двигателя. Если в схеме соединения звездой чувствительные элементы 1, 2, 3 установлены по нормальям к магнитным осям секций, то при соединении секций в треугольник комплект чувствительных элементов должен быть смещен на 30° по отношению к этому положению. По энергетическим показателям и использованию объема двигателя характеристики схем с реверсивным питанием при соединении секций в звезду и треугольник практически равны.

6-2. Классификация и конструктивное выполнение

Прежде чем рассмотреть некоторые реальные конструкции двигателей, остановимся на особенностях их классификации (рис. 6-9).

По способу возбуждения, определяющему конструкцию ротора, бесконтактные двигатели постоянного тока могут выполняться: а) с постоянными магнитами на роторе; б) с явнополюсным реактивным ротором (без возбуждения); в) с электромагнитным возбуждением.

По типу коммутатора и способу питания силовой обмотки статора бесконтактные двигатели разделяются на: а) двигатели с реверсивным питанием секций (двухполупериодный коммутатор, см.

рис. 6-4, б); б) двигатели с нереверсивным питанием секций (однополупериодный коммутатор, см. рис. 6-6).

По типу обмотки двигателя можно разделить следующим образом: а) с замкнутой обмоткой по типу якорной обмотки машин постоянного тока с числом секций не менее трех; б) с разомкнутой обмоткой без вывода средней точки по типу многолучевой звезды или последовательно соединенных, сдвинутых на соответствующий угол секций, каждая из которых включена в диагональ мостового коммутатора; в) с разомкнутой обмоткой с выводом средней точки.

По типу «а» строятся схемы с реверсивным питанием, по типу



Рис. 6-9. Классификация бесконтактных двигателей постоянного тока

«в» — с нереверсивным и по типу «б» — с реверсивным и нереверсивным питанием.

Данная классификация отражает основные особенности схем бесконтактных двигателей, хотя и не затрагивает типа коммутатора и датчика положения, которые являются самостоятельными элементами и должны классифицироваться отдельно.

В настоящее время наибольшее распространение в диапазоне малых мощностей получили бесконтактные двигатели с постоянными магнитами и транзисторным коммутатором как обладающие наибольшей простотой и надежностью при высоких энергетических показателях. Полупроводниковый коммутатор может быть выполнен либо в виде отдельного блока, соединенного жгутом с силовой обмоткой и с датчиком положения, либо в виде блока, встраиваемого в корпус двигателя. То или иное конструктивное решение диктуется назначением двигателя, условиями эксплуатации, габаритными ограничениями и экономическими факторами.

На рис. 6-10 представлена конструкция двигателя БДС-0,2, предназначенного для привода лентопротяжных механизмов кассетных магнитофонов. Ротор двигателя состоит из постоянного магнита возбуждения 4 и магнита якоря датчика положения 8, которые опрессованы пластмассой совместно с валом 1. Пакет статора 3 набирается из листов электротехнической стали; в пазы пакета машинным способом укладывается силовая и тахогенераторная обмотки. В обойме датчика положения закреплены трансформаторы 6, выполненные на ферритовых кольцах; намотка трансформаторов датчика производится на станке. Статор двигателя кре-

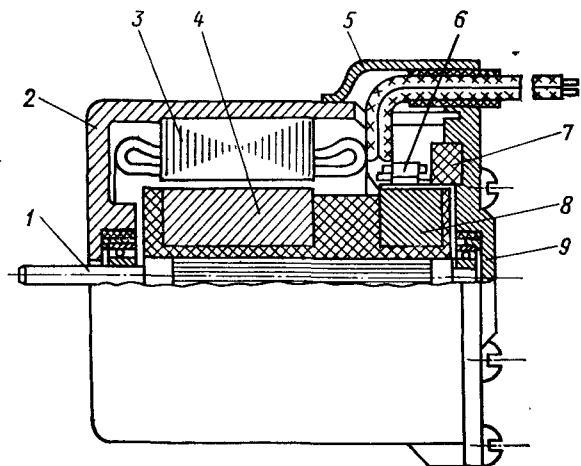


Рис. 6-10. Конструкция двигателя БДС-0,2
1 — вал; 2 — корпус; 3 — статор; 4 — постоянный магнит ротора; 5 — крышка; 6 — трансформаторы ДП; 7 — обойма ДП; 8 — постоянный магнит ДП; 9 — щит

пится в корпусе 2 клеем, а обойма датчика 7 — на щите 9 винтами. Провода от обмоток статора и датчика положения выводятся через отверстие в корпусе и прижимаются к нему крышкой 5. В двигателе используются подшипники качения. Для снижения механического шума подшипники расположены в опрессованных резиной втулках. Коммутатор выполнен печатным монтажом на гетинаксовой плате и соединяется с двигателем жгутом. Для управления электродвигателем часто используется сигнал, пропорциональный его скорости. Так, в рассмотренной конструкции двигателя БДС-0,2 в качестве такого сигнала используется напряжение обмотки, размещенной на статоре совместно с силовой обмоткой двигателя. Однако качество такого сигнала не всегда удовлетворяет требованиям регулирования, поэтому применяются более сложные схемы, в частности в корпус двигателя встраивается отдельный бесконтактный тахогенератор.

6-3. Электродвижущие силы, токи и моменты двигателя

В общем случае мгновенное значение момента, создаваемого некоторой секцией двигателя, обтекаемой током, определяется формулой

$$M_1 = P_{\Sigma 1} / \omega_p = E_1 I_1 / \omega_p, \quad (6-1)$$

где $P_{\Sigma 1}$ — электромагнитная мощность, создаваемая секцией; E_1 , I_1 — ЭДС вращения и ток секции; ω_p — угловая скорость.

Если индукция в зазоре близка к синусоидальной, то ЭДС вращения секции может быть записана в виде $E_1 = E_{m1} \sin \alpha$, где α — угол поворота ротора, ...°.

Амплитуда ЭДС

$$E_{m1} = k_{об} p \Phi \omega_1 \omega_p = \frac{1}{2} k_{об} p \Phi N_1 \omega_p. \quad (6-2)$$

Здесь $k_{об} = k_o k_y k_{ск}$ — обмоточный коэффициент; k_p — коэффициент распределения секции по пазам статора; k_y — коэффициент укорочения шага; $k_{ск}$ — коэффициент скоса пазов; p — число пар полюсов; Φ — магнитный поток на пару полюсов; ω_1 , N_1 — число витков и число проводников секции.

Учитывая, что процессы в двигателе имеют период, равный межкоммутационному интервалу α_k , мы должны рассматривать изменение противо-ЭДС на участке изменения угла поворота ротора в пределах от α_0 до $\alpha_0 + \alpha_k$, где угол α_0 определяется начальной установкой датчика положения. Так, например, для односекционного двигателя $\alpha_0 = 0$; $\alpha_k = \pi$.

Таким образом, принимая во внимание (6-1) и (6-2), можем записать выражение момента и противо-ЭДС вращения для одной секции двигателя в виде

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= C \Phi \omega_p \sin(\alpha + \alpha_0); \\ M_1 &= C \Phi I_1 \sin(\alpha + \alpha_0), \end{aligned} \right\} \quad (6-3)$$

где $C = \frac{1}{2} k_{об} N_1 p$, $0 \leq \alpha \leq \alpha_k$.

Если обмотка двигателя имеет ветвь, состоящую из нескольких секций, одновременно работающих на межкоммутационном интервале, то для определения суммарного момента и противо-ЭДС надо учитывать пространственный сдвиг магнитных осей секций и способ их соединения между собой. Например, для трехсекционной обмотки с соединением секций в звезду при реверсивном питании (см. рис. 6-8) цепь тока состоит из двух последовательно включенных секций, магнитные оси которых смещены относительно друг друга на угол $2\pi/3$. В этом случае

$$\begin{aligned} E_{12} &= E_1 - E_2 = C \Phi \omega_p \sin(\alpha + \alpha_0) - C \Phi \omega_p \sin(\alpha + \alpha_0 - 2\pi/3) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} C \Phi \omega_p \cos\left(\alpha + \alpha_0 - \frac{\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (6-4)$$

Угол α_0 выбирается так, чтобы в начале и в конце межкоммутационного интервала были равны ЭДС $E_{12}(0) = E_{12}(\alpha_k)$; учитывая, что $\alpha_k = \pi/3$, находим,

$$\cos(\alpha_0 - \pi/3) = \cos \alpha_0;$$

отсюда $\alpha_0 = \pi/6$ и

$$E_{12} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\Phi\omega_p \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right); \quad (6-5)$$

аналогично

$$M_{12} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\Phi I_1 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right). \quad (6-6)$$

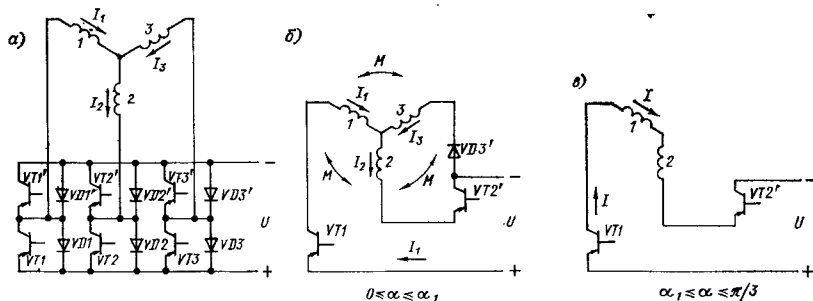


Рис. 6-11. Принципиальная электрическая схема статора трехсекционного двигателя с реверсивным питанием (а); схемы замещения (б и в)

При соединении секций звездой при нереверсивном питании (см. рис. 6-7) в образовании момента всегда участвует только одна секция. В этом случае $\alpha_k = 2\pi/3$ и $\alpha_0 = \pi/6$; поэтому

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= C\Phi\omega_p \cos(\alpha - \pi/3); \\ M_1 &= C\Phi I_1 \cos(\alpha - \pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (6-7)$$

при $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$.

Для простейшего односекционного двигателя $\alpha_k = \pi$ и $\alpha_0 = 0$; при этом из формул (6-3) получаем

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= C\Phi\omega_p \cos(\alpha - \pi/2); \\ M_1 &= C\Phi I_1 \cos(\alpha - \pi/2) \end{aligned} \right\} \quad (6-8)$$

при $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Из приведенных выражений для момента следует, что он зависит от тока, потребляемого двигателем. В свою очередь, этот ток может быть найден, если известны токи отдельных секций двигателя на межкоммутационном интервале α_k .

Рассмотрим метод нахождения токов двигателя на примере трехсекционного двигателя с реверсивным питанием и соединением секций звездой. На рис. 6-11, а представлена принципиальная электрическая схема такого двигателя, которая отличается от аналогичной упрощенной схемы (см. рис. 6-8) наличием диодов, необходимых для снятия перенапряжений с переключающих силовых тран-

зисторов коммутатора в момент отключения секций и для создания условий использования электромагнитной энергии, накопленной к моменту очередной коммутации в отключаемой секции.

Поскольку в установившемся режиме работы все процессы в двигателе являются периодическими, с периодом, равным межкоммутационному интервалу α_k (в данном случае $\alpha_k = \pi/3$), достаточно определить токи и моменты двигателя в пределах только одного интервала поворота ротора α_k .

Свяжем начало этого интервала с положением, которое занимает ротор на рис. 6-8, когда указанный на рисунке сектор датчика положения ДП выходит из взаимодействия с чувствительным элементом 3, транзистор VT3 запирается и секция 3 обмотки отключается. Одновременно появляется сигнал на элементе 1, отпирается транзистор VT1, и секция 1 подключается к источнику питания. Транзистор VT2' на протяжении всего интервала $0 \leq \alpha' \leq \pi/3$ остается открытым; поскольку элемент 2' датчика положения находится в зоне указанного сектора ДП. После отключения секции 3 в схеме на рис. 6-11, б благодаря диоду VD3' создается контур для протекания тока, состоящий из секций 3 и 2, открытого транзистора VT2' и открытого диода VD3'. В таком замкнутом контуре исключается скачок тока в секции 3 в момент ее отключения от источника, а значит, и перенапряжение на транзисторе VT3, обусловленное ЭДС самоиндукции LdI_3/dt , которое при отсутствии диода VD3' теоретически может достигать бесконечного значения (мгновенный разрыв цепи с током I_3). Практически это перенапряжение может оказаться достаточным для пробоя транзистора VT3 и выхода его из строя. Второй контур на рассматриваемом интервале угла поворота ротора образуется из подключенной секции 1, секции 2, открытых транзисторов VT1 и VT2' и источника питания с напряжением U. Схема замещения двигателя, содержащая два названных контура, представлена на рис. 6-11, б. Ток I_3 , замыкаясь по первому контуру (секции 3, 2, транзистор VT2', диод VD3'), спадает до нуля. Этот процесс занимает время, соответствующее некоторому углу поворота ротора α_1 , после чего эквивалентная схема (на рис. 6-11, в), содержит только один контур, состоящий из секций 1 и 2, подключенных к источнику питания через открытые транзисторы VT1 и VT2'.

Процесс на межкоммутационном интервале следует рассматривать состоящим из двух этапов. На первом этапе, когда угол поворота ротора изменяется в пределах $0 \leq \alpha \leq \alpha_1$, происходит спадание тока в отключенной секции от некоторого значения $I_3(0)$ до нуля и нарастание тока I_1 в подключенной секции от нуля до $I_1(\alpha_1)$. На втором этапе, когда изменение угла α лежит в пределах $\alpha_1 \leq \alpha \leq \pi/3$, ток в подключенной секции продолжает нарастать от $I_1(\alpha_1)$ до $I_1(\pi/3)$. В силу периодичности электромагнитных процессов в двигателе на концах межкоммутационного интервала имеет место соотношение

$$I_3(0) = I_1(\pi/3). \quad (6-9)$$

Запишем уравнения равновесия напряжений для двух названных этапов в зависимости от угла поворота ротора на межкуммутиационном интервале, исходя из следующих допущений: 1) падение напряжения на транзисторах и диодах в открытом состоянии, а также внутри источника пренебрежимо мало; 2) процесс отпирания и запираания транзисторов происходит мгновенно; 3) в каждый момент времени в открытом состоянии находятся два транзистора; 4) скорость двигателя в установившемся режиме постоянна; 5) индуктивность и взаимная индуктивность элементов обмотки двигателя не зависят от положения ротора; 6) индуктивность и взаимная индуктивность секций, а также их активные сопротивления одинаковы и равны соответственно L , M , r ; 7) эффектом наведения токов в теле постоянного магнита, обусловленным изменением тока в обмотке статора, пренебрегаем, при этом поток магнита считаем постоянным.

Эти допущения обычно оправдываются с достаточной для практики точностью. При сделанных допущениях на первом этапе движения ротора ($0 \leq \alpha \leq \alpha_1$) уравнения ЭДС и токов контуров, изображенным на рис. 6-11, б, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} (L+M) \frac{d}{dt} (I_2 + I_3) + r(I_2 + I_3) + E_{23} &= 0; \\ (L+M) \frac{d}{dt} (I_1 + I_2) + r(I_1 + I_2) + E_{12} &= U; \\ I_2 &= I_1 + I_3. \end{aligned} \right\} \quad (6-10)$$

Для решения системы уравнений (6-10) удобно ввести новые переменные

$$\alpha = p\omega_p t; \quad I_2 + I_3 = I'; \quad I_1 + I_3 = I''.$$

Подставляя в (6-10), получаем систему двух уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{p\omega_p(L+M)}{r} \frac{dI'}{d\alpha} + I' &= -\frac{E_{23}}{r}; \\ \frac{p\omega_p(L+M)}{r} \frac{dI''}{d\alpha} + I'' &= \frac{1}{r} (U - E_{12}). \end{aligned} \right\} \quad (6-11)$$

ЭДС E_{12} определяется по формуле (6-5), а ЭДС E_{23} — путем замены в этой формуле α на $\alpha + \pi/3$. Решая уравнения (6-11) при начальных условиях

$$I'(0) = I_2(0) + I_3(0) = 2I_3(0);$$

$$I''(0) = I_1(0) + I_3(0) = I_2(0) = I_3(0)$$

(в начальный момент времени секции 2 и 3 имеют одинаковый ток; ток в подключаемой секции 1 равен нулю), найдем значения токов во всех секциях двигателя на первом этапе межкуммутиационного

интервала $0 \leq \alpha \leq \alpha_1$:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{2}{3} I'' - \frac{1}{3} I'; \\ I_2 &= \frac{1}{3} I' + \frac{1}{3} I''; \\ I_3 &= \frac{2}{3} I' - \frac{1}{3} I''. \end{aligned} \right\} \quad (6-12)$$

С учетом последнего выражения получаем уравнение для определения угла α_1 , при котором ток в отключаемой секции упадет до нуля

$$I_3(\alpha_1) = \frac{2}{3} I'(\alpha_1) - \frac{1}{3} I''(\alpha_1) = 0. \quad (6-13)$$

На втором этапе движения ($\alpha_1 \leq \alpha \leq \pi/3$) уравнение ЭДС для контура, изображенного на рис. 6-11, в, имеет вид

$$2(L+M) \frac{dI_1}{dt} + 2rI_1 = U - E_{12}.$$

Вводя, как и выше, новую переменную $\alpha = p\omega_p t$, получим

$$\frac{p\omega_p(L+M)}{r} \frac{dI_1}{d\alpha} + I_1 = \frac{1}{2r} (U - E_{12}). \quad (6-14)$$

Начальным условием для этого уравнения будет

$$I_1(\alpha_1) = \frac{2}{3} I''(\alpha_1) - \frac{1}{3} I'(\alpha_1)$$

или, если использовать соотношение (6-13), $I_1(\alpha_1) = I'(\alpha_1)$.

Решение уравнения (6-14), если ЭДС E_{12} определить по формуле (6-5), дает зависимость тока I_1 от угла α на втором этапе движения. Из условия (6-9) по известному α_1 можно определить ток $I_3(0)$, который протекает в секции 3 в момент ее отключения. Зная значения токов на межкуммутиационном интервале α_k , нетрудно найти по формуле (6-6) электромагнитный момент двигателя.

Для первого этапа движения ротора ($0 \leq \alpha \leq \alpha_1$)

$$M = M_{12} + M_{23} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\Phi \left[I_1 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) + I_3 \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (6-15)$$

Для второго этапа движения ротора ($\alpha_1 \leq \alpha \leq \pi/3$)

$$M = M_{12} = \frac{\sqrt{3}}{2} C\Phi I_1 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right). \quad (6-16)$$

Показав ход вычисления токов и моментов двигателя, нет необходимости приводить их полные выражения ввиду громоздкости оконча-

тельных формул, получаемых при решении уравнений (6-11) и (6-14). Эти решения не вызывают принципиальных затруднений.

Подход к определению токов и моментов для других схем двигателей остается таким же, как и для рассмотренного трехсекционного двигателя, однако исходные системы уравнений для первого этапа движения ротора α_1 могут оказаться более сложными ввиду несимметрии расположения коммутируемых секций по отношению к элементам обмотки.

6-4. Рабочие характеристики

Из рабочих характеристик двигателя рассмотрим две: механическую характеристику и зависимость КПД от угловой скорости. Уравнение механической характеристики двигателя находим, приравняв в установившемся режиме момент нагрузки на валу M_n среднему за межкоммутационный интервал электромагнитному моменту двигателя;

$$M_n = M_{cp} = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} M(\alpha) d\alpha, \quad (6-17)$$

где $M(\alpha)$ — электромагнитный момент на межкоммутационном интервале. Применительно к рассмотренному в предыдущем параграфе примеру будем иметь

$$M_n = M_{cp} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} M_{12}(\alpha) d\alpha + \int_0^{\alpha_1} M_{23}(\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\pi/3} M_{12}(\alpha) d\alpha \right].$$

С учетом (6-15) и (6-16) получим

$$M_{cp} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} C\Phi \left[\int_0^{\alpha_1} I_1' \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) d\alpha + \int_0^{\alpha_1} I_3 \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\pi/3} I_1'' \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) d\alpha \right]. \quad (6-18)$$

В это выражение подставляем значения тока I_1 на соответствующем интервале движения ротора. Окончательное выражение среднего электромагнитного момента имеет при строгом рассмотрении весьма сложный вид, из которого обнаруживается влияние эквивалентной индуктивности обмотки $L_3 = L + M$ на средний момент, что приводит к падающему характеру зависимости момента от угловой скорости ω_p .

В классе двигателей, имеющих в качестве ротора постоянный магнит с малой магнитной проницаемостью материала μ , индуктивность обмотки L_3 весьма мала, и поэтому малым оказывается параметр $\operatorname{tg} \varphi_3 = p\omega_p(L + M)/r$, входящий коэффициентом при первых производных токов в уравнения (6-11), (6-14). Для двигателей малой мощности, до нескольких десятков ватт, $\operatorname{tg} \varphi_3 \ll 1$.

Если пренебречь этой величиной, исходные уравнения существенно упрощаются, длительность первого этапа α_1 , на котором ток в отключаемой секции спадает до нуля, обратится в нуль (мгновенное исчезновение тока), а ток в подключаемой секции будет отвечать уравнению $I_1 = (U - E)/r_3$, где r_3 — эквивалентное активное сопротивление коммутируемых секций; E — противо-ЭДС.

Для рассматриваемого двигателя с тремя секциями, включенными в звезду, и реверсивного питания

$$I_1 = \frac{1}{2r} \left[U - \frac{\sqrt{3}}{2} C\Phi\omega_p \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right];$$

$$M_{cp} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} M_{12}(\alpha) d\alpha.$$

Подставляя сюда значение $M_{12}(\alpha)$ из формулы (6-6) с учетом последнего выражения для тока I_1 , будем иметь

$$M_{cp} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} C\Phi \left[\frac{U}{2r} \int_0^{\pi/3} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) d\alpha - \frac{\sqrt{3}}{4r} C\Phi\omega_p \times \int_0^{\pi/3} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) d\alpha \right].$$

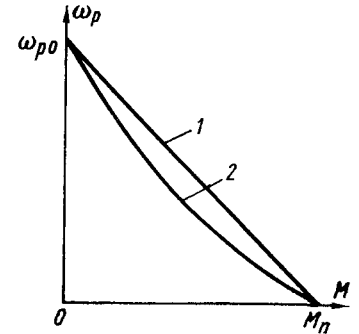


Рис. 6-12. Механическая характеристика двигателя

Выполняя интегрирование, получим

$$M_{cp} = M_n = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \frac{C\Phi U}{r} - \frac{3}{16} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{C^2\Phi^2}{r} \omega_p. \quad (6-19)$$

При пренебрежении индуктивностью обмоток механическая характеристика двигателя линейна относительно угловой скорости ротора ω_p , как и у обычного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Полагая в (6-19) $M_n = 0$, находим угловую скорость холостого хода

$$\omega_{p0} = U/(C'\Phi), \quad (6-20)$$

где

$$C' = \frac{\pi + 3\sqrt{3/2}}{4\sqrt{3}} C \approx 0,83C.$$

Аналогичные соотношения можно получить для бесконтактных двигателей с другим числом секций при различных способах коммутации обмоток.

Для приближенной оценки влияния индуктивности обмоток на механическую характеристику двигателя вводят коэффициент $k_m(\varphi_3) \leq 1$, учитывающий уменьшение момента от ЭДС самоиндукции обмоток:

$$M_n = M_{cp} k_m(\varphi_3). \quad (6-21)$$

Удовлетворительные результаты получаются, если принять $k_m(\varphi_3) = \cos \varphi_3$, причем φ_3 определяется формулой

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = p\omega_p L_3 / r_3.$$

Учет индуктивности показывает, что механическая характеристика двигателя (6-21) отличается от линейной (6-19). На рис. 6-12 1 — линейная характеристика при пренебрежении индуктивностью; 2 — характеристика, учитывающая влияние индуктивности. Обе характеристики имеют две общие величины: пусковой момент и скорость идеального холостого хода. На-

личие этих общих величин понятно: при $M_H = M_{ср.п}$ $\omega_p = 0$ и $\cos \varphi_3 = 1$; при $M_H = 0$ $\omega_p = \omega_{p0}$ определяется по формуле (6-20) независимо от значения $k_M(\varphi_3)$.

КПД бесконтактного двигателя постоянного тока без учета добавочных потерь можно приближенно оценить по формуле

$$\eta = M_{ср} \omega_p / P_{ср}, \quad (6-22)$$

где $P_{ср}$ — средняя за межкоммутационный интервал потребляемая мощность

$$P_{ср} = U \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} I_1 d\alpha = \frac{U}{r_s} \left(U - \frac{1}{\alpha_k} \int_0^{\alpha_k} E d\alpha \right).$$

Для рассматриваемого нами трехсекционного двигателя получаем

$$\eta = \frac{\left[\frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \frac{C\Phi U}{r} - \frac{3}{16} \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) \frac{C^2 \Phi^2}{r} \omega_p \right] \omega_p}{\frac{U^2}{2r} - \frac{3\sqrt{3}U}{4\pi r} C\Phi \omega_p}. \quad (6-23)$$

Введя относительную угловую скорость (в долях скорости холостого хода) $v = \omega_p / \omega_{p0}$, формулу (6-23) можно привести к более простому виду

$$\eta = \frac{(1-v)v}{a_1 - v} \approx v, \quad (6-24)$$

где $a_1 \approx 1,02$.

Формула (6-24) показывает, что КПД идеализированного бесконтактного двигателя определяется таким же выражением, как и КПД идеализированного коллекторного двигателя постоянного тока.

6-5. Стабилизация и управление скоростью двигателя

Если рассмотреть структурную схему бесконтактного двигателя (рис. 6-13, а), состоящую из коммутатора K , собственно двигателя D и датчика положения $ДП$, то можно видеть, что схема содержит две цепи, воздействующие на коммутатор, который распределяет поток мощности по секциям двигателя.

Первая цепь — силовая и подключена непосредственно к источнику силового питания U , а вторая — слабوتочная цепь обратной связи $f(\alpha)$, идущая с выхода датчика положения ротора и воздействующая на те или иные транзисторы коммутатора в зависимости от углового положения α ротора по отношению к статору.

Наличие этих цепей дает возможность управлять скоростью двигателя двумя методами: путем воздействия на силовую цепь или на цепь обратной связи.

На рис. 6-13, а показана схема первого метода управления, при котором управляющий усилитель $У$, рассчитанный на пропускание полной мощности, потребляемой двигателем во всех режимах, включен между источником силового питания U и коммутатором K . В результате поступления сигнала управления U_y на вход регулятора на его выходе вырабатывается управляющая выходная функция $f(U_y)$, воздействующая на коммутатор.

Усилитель $У$ может быть линейного, релейного или импульсного типа, что определяет регулировочные характеристики двигателя. В случае линейного усилителя, когда $f(U_y) = k_y U_y$, к коммутатору, а следовательно, и на обмотку двигателя подается напряжение, линейно изменяющееся с изменением сигнала управления U_y . При этом если речь идет о малых двигателях с постоянными магнитами, в которых влияние индуктивности пренебрежимо мало, скорость двигателя изменяется линейно в зависимости от управляющего сигнала, что соответствует полученной выше характеристике (6-19).

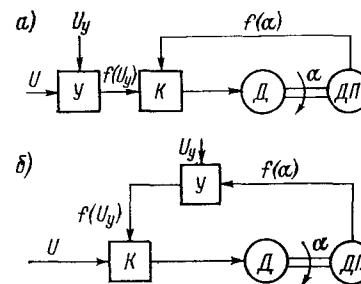


Рис. 6-13. Схемы управления скоростью двигателя: а — при воздействии на силовую цепь; б — при воздействии на цепь обратной связи

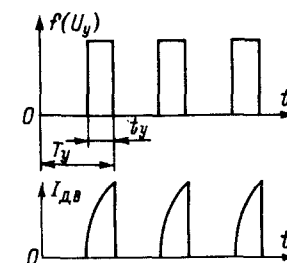


Рис. 6-14. Зависимости управляющих импульсов и тока в обмотках двигателя от времени

На рис. 6-13, б изображен второй метод управления, при котором воздействие на коммутатор K осуществляется по слаботочной цепи обратной связи. Усилитель $У$, включенный в эту цепь, управляет сигналом малой мощности и поэтому может быть выполнен на значительно меньшую установленную мощность, чем на схеме рис. 6-13, а. Схема рис. 6-13, б оказывается особенно простой при релейных и импульсных способах управления двигателем, при которых отключение цепи обратной связи приводит к торможению двигателя, а включение цепи — к его разгону.

Рассмотрим характеристики, получаемые при некоторых способах импульсного и релейного управления скоростью. Пусть управляющая функция $f(U_y)$ представляет собой импульсную функцию с периодом T_y (рис. 6-14). Длительность импульса в зависимости от управляющего сигнала может быть записана в виде соотношения $t_y = k U_y$, причем $0 \leq t_y \leq T_y$.

Ток, протекающий по обмотке двигателя, в результате воздействия импульсной функции на коммутатор K по каналу обратной связи (см. рис. 6-13, б) будет представлять собой последовательность импульсов того же периода T_y . Поскольку частота $1/T_y$ импульсной функции может быть достаточно высокой, фронт импульсов тока двигателя не будет крутым, так как будет сказываться

влияние индуктивности обмотки двигателя. В зависимости от высоты импульсов тока и их длительности будет изменяться среднее значение электромагнитного момента и вид механической характеристики. На рис. 6-15 приведены примерные кривые механических и регулировочных характеристик бесконтактного двигателя в относительных единицах. Здесь $v = \omega_p / \omega_{p0}$; $\mu_n = M_n / M_{п.ср}$; $\gamma = t_y / T_y$.

Регулировочные характеристики двигателя, как правило, нелинейны. Нелинейность характеристик особенно заметна при малых моментах нагрузки ($\mu_n < 0,2$). Здесь незначительное приращение сигнала может привести к резкому изменению угловой скорости, что затрудняет глубокое и устойчивое регулирование скорости двигателя. Практически данный способ импульсного регу-

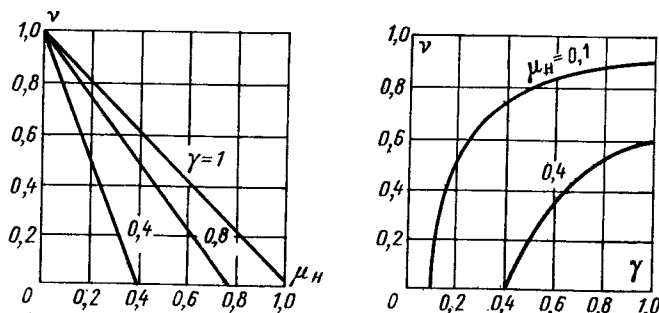


Рис. 6-15. Механические и регулировочные характеристики двигателя

лирования не позволяет обеспечить кратность изменения скорости $15 \div 20$.

Значительно большими возможностями обладает релейно-импульсное регулирование с обратной связью по угловой скорости. На рис. 6-16, а изображена структурная схема такого регулирования. Двигатель Д имеет измерительный тахометрический узел в виде встроенного тахогенератора ТГ. В качестве сигнала тахогенератора в некоторых случаях может быть использована ЭДС пассивных секций обмотки, пропорциональная скорости ω_p . Сигнал тахогенератора поступает на узел сравнения (сумматор) Σ , где сравнивается с сигналом управления U_y . Разность этих сигналов поступает на релейный полупроводниковый усилитель Р, включенный в цепь датчика положения ДП. Если релейный усилитель имеет характеристику, показанную на рис. 6-16, б, то срабатывание реле, приводящее к включению двигателя, происходит при сигнале σ_1 , а отпускание реле, соответствующее отключению двигателя, при сигнале σ_2 . Таким образом, реле имеет гистерезис $\sigma_1 - \sigma_2$ и зону нечувствительности σ_1 . В результате в установившемся режиме при подаче на вход системы сигнала управления U_y скорость двигателя совершает колебания между двумя крайними поро-

выми значениями, соответствующими уровням настройки реле σ_1 и σ_2 . Имеем очевидные соотношения

$$\left. \begin{aligned} \sigma_1 &= U_y - k_e \omega_{p1}; \\ \sigma_2 &= U_y - k_e \omega_{p2}, \end{aligned} \right\} \quad (6-25)$$

где k_e — крутизна ЭДС тахогенератора.

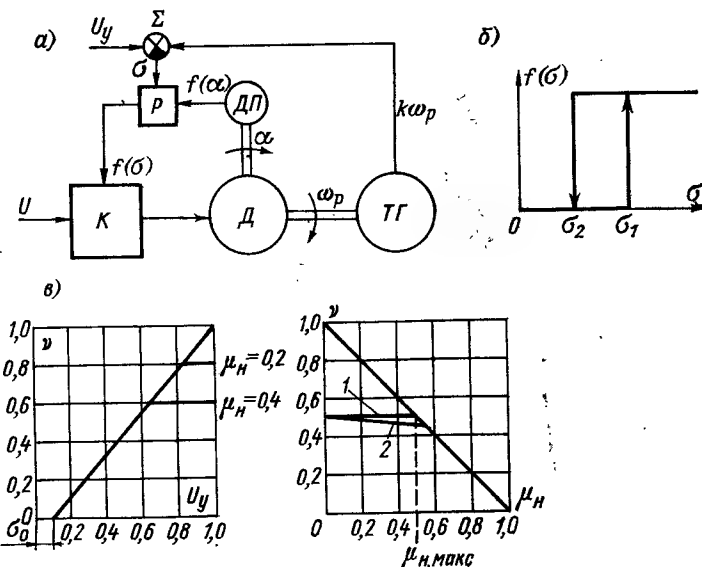


Рис. 6-16. Релейно-импульсное регулирование скорости двигателя: а — структурная схема; б — характеристика релейного усилителя; в — механические и регулировочные характеристики

Складывая эти выражения, находим, что средняя угловая скорость в автоколебательном установившемся режиме будет

$$\omega_{p.ср} = \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2} = \frac{U_y}{k_e} - \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2k_e} = \frac{1}{k_e} (U_y - \sigma_{ср}). \quad (6-26)$$

Отсюда видно, что средняя скорость двигателя изменяется линейно по отношению к изменению управляющего сигнала U_y . Наличие гистерезиса и зоны нечувствительности, среднее значение которой равно $(\sigma_1 + \sigma_2)/2$, приводит к тому, что регулировочная характеристика $v = f(U_y)$, построенная по формуле (6-26) на рис. 6-16, в, проходит не через начало координат. На рис. 6-16, в все величины нанесены в относительных значениях: скорость $v = \omega_p / \omega_{p0}$, момент нагрузки $\mu_n = M_n / M_{п.ср}$, сигнал управления $u_y = U_y / (k_e \omega_{p0})$. Из графика $v(\mu_n)$ видно, что линейная регулировочная характеристика имеет горизонтальные участки, которые ограничивают максимальную скорость двигателя в зависимости от

нагрузки на валу. Так, например, если нагрузка двигателя $\mu_n = 0,2$, то его скорость в режиме регулирования не может превзойти скорости, соответствующей точке на естественной механической характеристике $v = 1 - \mu_n = 1 - 0,2 = 0,8$. Это обстоятельство получило отражение на левом графике рис. 6-16, *в* для различных нагрузок на валу. На правом графике приведена искусственная механическая характеристика l , показывающая, что при данном управляющем сигнале U_y в диапазоне нагрузок $0 \leq \mu_n \leq \mu_{n, \text{макс}}$ средняя скорость двигателя сохраняет строго постоянное значение, т. е. характеристика является абсолютно жесткой. Это согласуется и с формулой (6-26), в которой средняя скорость в режиме управления не зависит от нагрузки, если $\mu_n \leq \mu_{n, \text{макс}}$, а определяется только значением управляющего сигнала.

В реальных условиях искусственная механическая характеристика не является абсолютно жесткой и соответствует прямой 2, наклон которой, определяющий степень жесткости, зависит от ряда факторов, важнейшие из которых пульсация напряжения тахогенератора и запаздывание, вносимое индуктивностью обмоток, емкостью фильтров в канале управления. Даже при строго постоянном управляющем сигнале эти факторы совместно с температурной погрешностью параметров элементов схемы не позволяют на практике обеспечить точность стабилизации скорости двигателя выше чем 0,3—0,5%. Во многих случаях эта точность является вполне достаточной.

В режиме регулирования скорости, когда сигнал U_y может измениться, рассматриваемая система обеспечивает регулирование скорости с кратностью 100—200, однако на малых скоростях обычно наблюдается неравномерность вращения двигателя. Неравномерность вращения в автоколебательном установившемся режиме оценивается как отношение

$$\frac{\omega_{p2} - \omega_{p1}}{\omega_{p, \text{ср}}} = \frac{\Delta \omega_p}{\omega_{p, \text{ср}}}$$

Воспользовавшись формулой (6-26), получаем

$$\frac{\omega \Delta_p}{\Delta_{p, \text{ср}}} = \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{k_e \omega_{p, \text{ср}}} = \frac{\Delta \sigma}{k_e \omega_{p, \text{ср}}} \quad (6-27)$$

Отсюда следует, что меры, уменьшающие неравномерность вращения при малых скоростях $\omega_{p, \text{ср}}$, должны быть направлены на уменьшение зоны гистерезиса релейного усилителя $\Delta \sigma$ и увеличение крутизны сигнала тахогенератора k_e .

Система стабилизации скорости, обеспечивающая значительно более высокую точность, чем в предыдущем примере, основывается на сравнении эталонной частоты задающего генератора и частоты, пропорциональной скорости двигателя. Если при этом в системе отсутствует преобразование дискретных величин в аналоговые, а значит, не появляются дополнительные погрешности, то в принципе удастся получить точность стабилизации скорости двигателя, определяемую точностью задания частоты эталонного генератора,

которая может быть весьма высокой (например, если использован кварцевый генератор). Структурная схема такой системы изображена на рис. 6-17, *а*; она аналогична рассмотренной ранее схеме на рис. 6-16, *а*. Отличие заключается в том, что вместо тахогенератора двигатель имеет датчик импульсов *ДИ*, частота которых строго пропорциональна скорости двигателя. В частном случае таким датчиком импульсов может служить датчик положения ротора. При вращении двигателя импульсы *ДИ* поступают на логическую схему *Л*, где их частота сравнивается с частотой импульсов задающего генератора *ЗГ*. Логическая схема построена так, что при

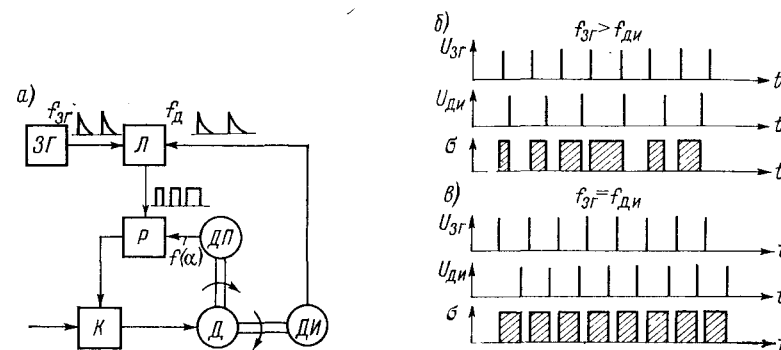


Рис. 6-17. Стабилизация скорости двигателя с помощью эталонного генератора частоты: *а* — структурная схема; *б* — переходный режим; *в* — установившийся режим

$f_{ЗГ} \neq f_{ДИ}$ каждый импульс *ЗГ* формирует фронт импульсной функции σ , а каждый импульс *ДИ* формирует спад. В результате на релейный усилитель *Р* поступает периодическая последовательность импульсов функции σ , приводящая к попеременному включению и отключению двигателя. В переходном режиме, когда скорость двигателя меньше стабилизируемого значения ($f_{ЗГ} > f_{ДИ}$), последовательность импульсов *ЗГ*, *ДИ* и импульсная функция включения имеют вид, представленный на графике рис. 6-17, *б*. Под действием импульсов момента скорость двигателя возрастает до тех пор, пока не наступит неравенство частот $f_{ЗГ} < f_{ДИ}$. После этого логическая схема *Л* перераспределяет команды на включение и отключение таким образом, что уже импульс *ДИ* формирует фронт импульсной функции σ , а импульс *ЗГ* — ее спад. При этом сама функция меняет знак, и момент двигателя становится тормозящим, с тем чтобы обеспечить снижение скорости двигателя.

По окончании переходного процесса в системе устанавливается периодический импульсный режим, при котором $f_{ЗГ} = f_{ДИ}$, т. е. обеспечивается требуемая стабилизация скорости, основанная на автоматической синхронизации частоты *ДИ* с частотой задающего генератора.

Длительность импульсов σ в установившемся режиме зависит от нагрузки на валу двигателя, причем логическая схема Л всегда приводит систему в состояние равновесия, при котором длительность импульса строго отвечает этой нагрузке. Система, построенная по данному способу, перспективна для создания высокоточных схем стабилизации скорости бесконтактных двигателей постоянного тока. В режиме управления скоростью, как правило, необходимо обеспечивать реверс двигателя. Для этого в общем случае требуется переключение секций обмотки статора, связанное с изменением полярности управляющих импульсов. Можно указать следующие способы реверса, считая, что полярность магнита ротора не меняется:

- 1) взаимное переключение начал и концов всех секций обмотки;
- 2) изменение полярности подводимого к коммутатору напряжения в случае использования в коммутаторе биполярных ключей переменного тока;
- 3) переключение чувствительных элементов датчика положения или входных цепей коммутатора.

При всех перечисленных способах возможны разнообразные технические решения, которые зависят прежде всего от типа используемых элементов датчика положения и переключателей.

Описанные способы управления скоростью бесконтактных двигателей постоянного тока показывают большие возможности этих двигателей для использования их в различных системах автоматики и приборной техники.

6-6. Датчики положения

Этот элемент двигателя служит для определения относительного положения осей магнита ротора и статорных обмоток двигателя и для управления схемой коммутатора. Датчик положения должен удовлетворять довольно сложному комплексу требований, а прежде всего должен иметь небольшие размеры и быть экономичным.

Особое внимание при проектировании датчика необходимо уделять возможно большей кратности максимального и минимального выходного сигнала, а также большой крутизне нарастания и спада сигнала, что позволяет без дополнительных усложнений схемы коммутатора предусмотреть работу транзисторов в наиболее надежном и экономичном режиме переключения. Важным условием является согласование датчика с входными цепями коммутатора.

Самое широкое распространение получили бесконтактные датчики, работающие на переменном токе: индуктивные и трансформаторные. Обилие конструктивных и электрических схем этих датчиков и использование их в самых разнообразных приборах и устройствах объясняется простотой исполнения, высокой надежностью и экономичностью.

Из датчиков, работающих на постоянном токе, используются генераторы Холла и магниторезисторы. Их применение в двигателях с вращающимся магнитом ротора естественно, так как управ-

ляющим параметром для них является магнитный поток. Однако генераторы Холла еще довольно дороги и не всегда имеют удовлетворяющий по мощности выходной сигнал, а магниторезисторы обладают неудовлетворительными частотными свойствами и недостаточной кратностью изменения сопротивления.

Рассмотрим устройство и принцип работы датчиков положения, выполненных в виде управляемых дросселей и трансформаторов насыщения. Конструкция датчика положения с дросселями насыщения для четырехполюсной машины показана на рис. 6-18. Обойма

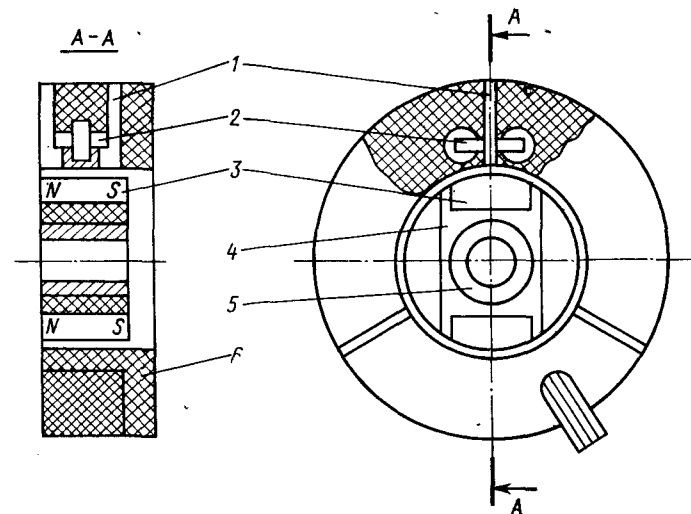


Рис. 6-18. Датчик положения с дросселями насыщения
1 — магнитопровод; 2 — дроссель насыщения; 3 — постоянные магниты; 4 — экранирующие пластины; 5 — втулка; 6 — обойма

датчика 6 содержит L-образные магнитопроводы 1 и дроссель насыщения 2. Сердечник дросселя может быть любой формы, в частности лучше использовать ферритовые кольца с прямоугольной петлей гистерезиса серийного производства. Обмотка дросселя наматывается на сердечник с двух краев так, чтобы он непосредственно мог касаться L-образных магнитопроводов. Применением последних позволяет расположить сердечник дросселя так, что уменьшается диаметр обоймы датчика и обеспечивается гарантированный зазор между обоймой и якорем путем расточки внутреннего цилиндра обоймы. При этом исключается передача механических усилий на сердечник и его повреждение, а следовательно, и изменение магнитных свойств. Дроссель заливается компаундом, что в значительной степени повышает надежность конструкции.

Ротор датчика изготавливается из немагнитного материала пресованием или литьем, при этом ротор содержит постоянные магниты 3 в виде сегментов, экранирующие пластины 4 и втулку 5. Цилиндрическая поверхность ротора обрабатывается после на-

прессовки его на вал двигателя одновременно со шлифовкой магнита ротора и шеек вала под подшипники. Применение в роторе ферромагнитных пластин 4 позволяет экранировать потоки рассеяния магнитов и значительно повысить крутизну нарастания и спада выходного сигнала дросселя.

Одна из схем подключения дросселя датчика к коммутатору показана на рис. 6-19, а. Обмотка дросселя датчика положения и обмотка питания высокочастотного генератора соединены последовательно и включены на вход выпрямительного моста. Нагрузкой моста является входной транзистор силового ключа коммутатора.

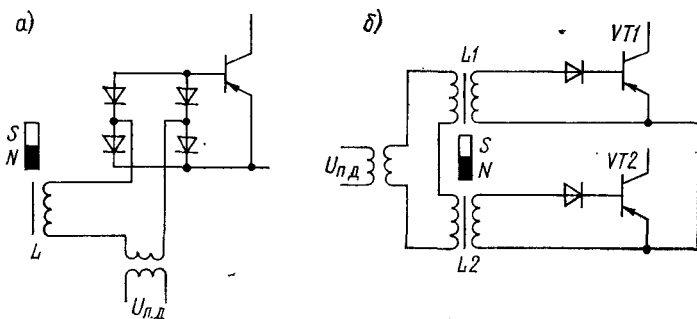


Рис. 6-19. Схемы подключения датчиков к коммутатору: а — дроссельного; б — трансформаторного

При насыщении сердечника дросселя потоком постоянного магнита якоря датчика резко уменьшается индуктивное сопротивление дросселя и почти все напряжение питания датчика прикладывается через выпрямительные диоды к нагрузке. Когда сердечник не насыщен потоком постоянного магнита, сопротивление дросселя велико и к нагрузке прикладывается небольшое напряжение, которое в схеме коммутатора может быть полностью скомпенсировано.

На рис. 6-19, б показана схема включения трансформаторного датчика положения. Первичные обмотки трансформаторов соединены последовательно и подключены к генератору питания датчика с напряжением $U_{п.д.}$, выходные обмотки через выпрямительные диоды соединены с транзисторами ключей коммутатора. В тех случаях когда сердечник трансформатора датчика не насыщен потоком постоянного магнита якоря, напряжение первичной обмотки трансформируется во вторичную и поступает на соответствующий силовой ключ. Если же сердечник насыщен потоком магнита, то нарушается электромагнитная связь между первичной и вторичной обмоткой и выходной сигнал будет минимальным.

Конструктивно датчик с трансформаторами аналогичен дроссельному датчику, за исключением якоря, в котором сигнальный сектор постоянного магнита имеет дугу $2\pi/p - \beta$, где β — дуга сигнального сектора дроссельного датчика. Основными параметрами,

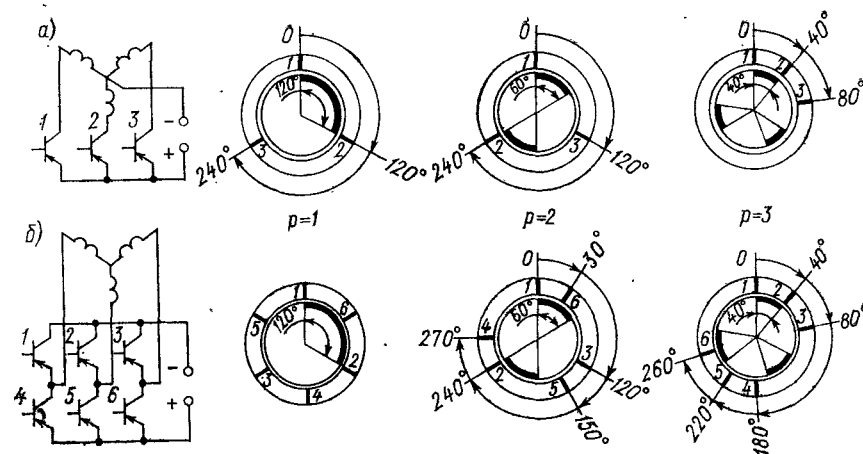


Рис. 6-20. Расположение чувствительных элементов трехсекционного двигателя: а — при однополупериодном питании обмотки; б — при двухполупериодном питании

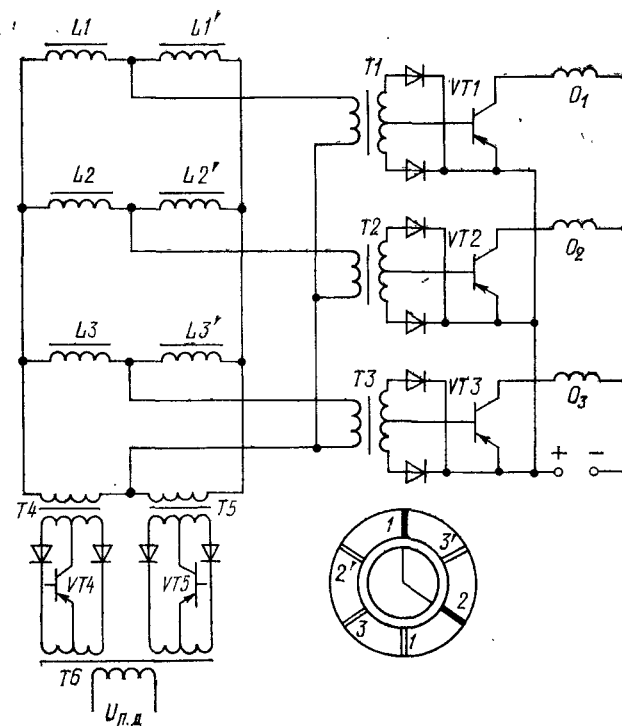


Рис. 6-21. Дроссельный датчик положения реверсивного двигателя с трехсекционной обмоткой

определяющими качество дросселя или трансформатора, считаются кратность тока в сопротивлении нагрузки при насыщенном и ненасыщенном сердечнике и выходная мощность.

Исследования показали, что частота питания датчика должна быть в пределах 30—100 кГц. Повышение частоты позволяет при заданных размерах дросселя увеличить выходную мощность и уменьшить остаточную ЭДС. Кратность тока в нагрузке дросселя в лучших случаях составляет 100 и более, что вполне удовлетворяет требованиям. Для уменьшения потерь на перемагничивание следует выбирать сердечники с более узкой петлей гистерезиса.

Для электродвигателей с различным числом полюсов датчики положения будут отличаться угловым расположением чувствительных элементов в обойме и числом сигнальных секторов якоря. Угловой размер сектора якоря (в радианах) $\beta = 2\pi/(ps)$, где s — число секций силовой обмотки. Число сигнальных секторов равно числу пар полюсов p .

В качестве примера на рис. 6-20 показано наиболее целесообразное расположение чувствительных элементов трехсекционных двигателей с однополупериодным (а) и двухполупериодным (б) питанием секций для различного числа пар полюсов.

В реверсивных управляемых двигателях применяют более сложные схемы датчиков положения. Как правило, реверс достигается с помощью двух комплектов чувствительных элементов, сдвинутых относительно друг друга на угол π/p . Направление вращения двигателя зависит от того, на какой из комплектов чувствительных элементов подано питание. Такое решение позволяет упростить схему коммутатора, исключив специальные переключатели выходных концов чувствительных элементов или силовых концов обмотки.

На рис. 6-21 приведена схема дроссельного датчика положения реверсивного двигателя с трехсекционной обмоткой и однополупериодным питанием секций. Датчик содержит комплект дросселей $L1-L3$ правого вращения и комплект $L1'-L3'$ левого вращения. Питание дросселей осуществляется от двух трансформаторов $T4$, $T5$, первичные обмотки которых подключаются к выходным обмоткам трансформатора $T6$ генератора питания датчика с помощью ключей переменного тока — правого (транзистор $VT4$) и левого (транзистор $VT5$) вращения. Применение на входе транзисторных ключей $VT1-VT3$ трансформаторов $T1-T3$ позволяет существенно уменьшить число выходных концов датчика положения.

6-7. Полупроводниковые коммутаторы

Одновременно с выполнением своей основной функции — переключения силовой обмотки по сигналам датчика положения — схема коммутатора должна позволять наиболее простым способом управлять двигателем: регулировать скорость, осуществлять реверс, пуск и остановку, причем с возможно меньшими потерями энергии.

Независимо от типа используемой обмотки схемы отдельных ключей коммутатора могут быть одинаковы. Это обстоятельство существенно упрощает изготовление, эксплуатацию и расчет транзисторного коммутатора бесконтактного двигателя. Следовательно, основным в задаче построения схемы коммутатора является разработка управляемого от датчика положения бесконтактного экономичного ключа, способного надежно коммутировать обмотку двигателя.

Большая кратность сопротивления транзисторов в запертом и открытом состоянии, хорошие частотные свойства и полная управляемость обусловили их подавляющее применение в коммутаторах бесконтактных двигателей постоянного тока.

Использование тиристоров в коммутаторах рационально только при повышенных напряжениях питания (выше 100 В) и для больших мощностей машин, так как падение напряжения на силовом переходе у тиристоров примерно в 4—5 раз выше, чем у транзисторов; кроме того, из-за специфических свойств тиристоров возникают дополнительные трудности при построении тиристорных коммутаторов, управляемых по скорости двигателей.

Применение кремниевых силовых транзисторов снижает КПД, поэтому использовать их следует только для коммутаторов, рассчитанных на работу при температуре выше 50—60 °С. Полупроводниковый коммутатор в зависимости от назначения двигателя содержит различные узлы. Для управляемых двигателей основными узлами коммутатора являются: силовые ключи коммутации обмотки, генератор напряжения питания датчика положения, регулятор скорости.

Схемы силовых транзисторных ключей. Силовые транзисторы ключей в большинстве случаев должны быть рассчитаны на пропускание максимального тока, определяемого активным сопротивлением коммутируемых секций обмотки двигателя. Максимальное допустимое напряжение перехода эмиттер—коллектор силового транзистора должно быть несколько больше, чем напряжение питания для двигателей с двухполупериодным питанием секций и чем удвоенное напряжение питания для двигателей с однополупериодным питанием.

Необходима защита силовых транзисторов ключей от выбросов напряжения в моменты отключения секции, если напряжение питания сравнительно высоко. В мостовых схемах коммутаторов защита осуществляется включением диодов параллельно силовым транзисторам. Для двигателей с однополупериодным питанием секций обмоток наиболее часто применяют два способа защиты. Суть одного из них состоит в том, что секция обмотки или сам транзистор шунтируются цепочкой из последовательно соединенных стабилитрона и диода. Другой способ защиты состоит в том, что секция или транзистор шунтируется цепочкой из последовательно включенных резистора и конденсатора.

Рассмотрим некоторые электрические схемы силовых ключей. На рис. 6-22 показаны три принципиальные электрические схемы,

которые при соответствующем выборе их параметров могут удовлетворять предъявляемым требованиям.

Схема *a* проста и не требует пояснений, так как содержит всего один силовой транзистор. Две другие схемы собраны на основе составного транзистора; здесь сопротивления, включенные в цепь коллекторов силовых транзисторов, выполняют две функции: выводят силовой транзистор в режим насыщения и выравнивают коллекторные токи, когда параллельно включено несколько транзисторов. Схема составного транзистора в данном случае привлекает

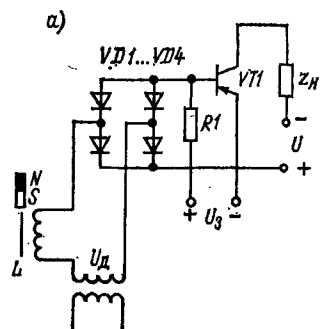
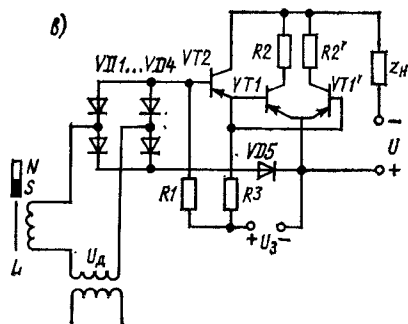
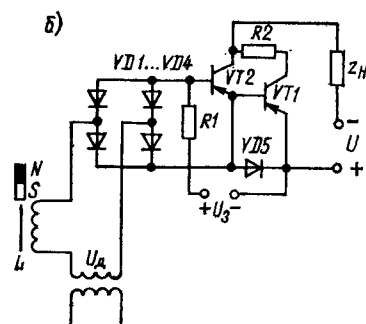


Рис. 6-22. Электрические схемы силовых ключей: *a* — с одним силовым транзистором; *б* и *в* — с составным транзистором



еще и тем, что позволяет автоматически регулировать ток базы силового транзистора ключа пропорционально коммутируемому току.

С увеличением мощности двигателей построение схемы ключей может оставаться неизменным, увеличивается лишь число параллельно включенных транзисторов и их мощность. При этом, как уже отмечалось, для обеспечения необходимого входного тока выходная мощность датчика должна увеличиваться. Естественно, что в более мощные двигатели нужно встраивать более мощные датчики положения.

Для двигателей, выполняющих сложные функциональные задачи, часто между выходом датчика и входами ключей помещаются формирующие, логические, усилительные, регулирующие и другие элементы и узлы, однако их использование каждый раз должно

быть оправдано, так как увеличение числа элементов схемы снижает надежность, повышает стоимость и усложняет производство двигателей.

Вспомогательный источник питания. Для питания датчика положения ротора переменным напряжением и получения дополнительных источников низкого напряжения постоянного тока, используемых для запирающих транзисторов, а также для питания других узлов коммутатора (например, реле управления) в схеме коммутатора используется вспомогательный генератор переменного напряжения прямоугольной формы. Входным напряжением для генератора является напряжение постоянного тока. Из большого числа схем генераторов предпочтительна двухтактная симметричная схема транзисторного преобразователя. КПД таких генераторов, рассчитанных на мощность от долей ватта до нескольких ватт, довольно высок и составляет 60—80 %. Схема имеет небольшое число надежных малогабаритных элементов.

В двигателях с дроссельным или трансформаторным датчиком положения частота генератора связана с параметрами чувствительных элементов датчика и, как уже отмечалось, выбирается в пределах от 30 до 100 кГц.

Выходная мощность генератора определяется мощностью, необходимой для питания датчика положения, мощностью источников запирающего напряжения и источника питания регулятора скорости. В большинстве случаев регулятор может питаться непосредственно от источника питания двигателя, и поскольку потребляемая им мощность практически не зависит от мощности двигателя, эта мощность в расчетах может учитываться некоторым постоянным коэффициентом.

Суммарная выходная мощность генератора в зависимости от мощности двигателя и схемы коммутатора составляет 0,2—3 Вт (для двигателей от 1 до 100 Вт).

Пример схемы двигателя с коммутатором. Полная схема двигателя БДС-0,2 с коммутатором приведена на рис. 6-23. В верхней части рисунка показаны обмотки двигателя *Д*, тахогенератора *ТГ* и датчика положения ротора *ДП* трансформаторного типа (*Т1*, *Т2*, *Т3*). Коммутатор состоит из силовых ключей коммутации секций обмотки двигателя, генератора питания датчика положения и регулятора скорости. На схеме цифрами 1—13 показаны соединения коммутатора с двигателем.

Силовые ключи выполнены на транзисторах *VT1*, *VT2* и *VT3*, на входы которых включены диоды *VD5*, *VD6*, *VD7* для выпрямления выходного напряжения вторичных обмоток трансформаторов датчика положения ротора. Первичные обмотки трансформаторов *Т1*, *Т2* и *Т3* соединены последовательно и подключены к выходной обмотке *Т4* (контакты 9—10) генератора питания датчика, собранного на транзисторах *VT5*, *VT6*.

Напряжение с цепочки *VD19*—*С6* служит для запирающих силовых транзисторов при отсутствии на их входе сигналов датчика положения. Стабилитрон *VD2* и диоды *VD1*, *VD3*, *VD4* служат

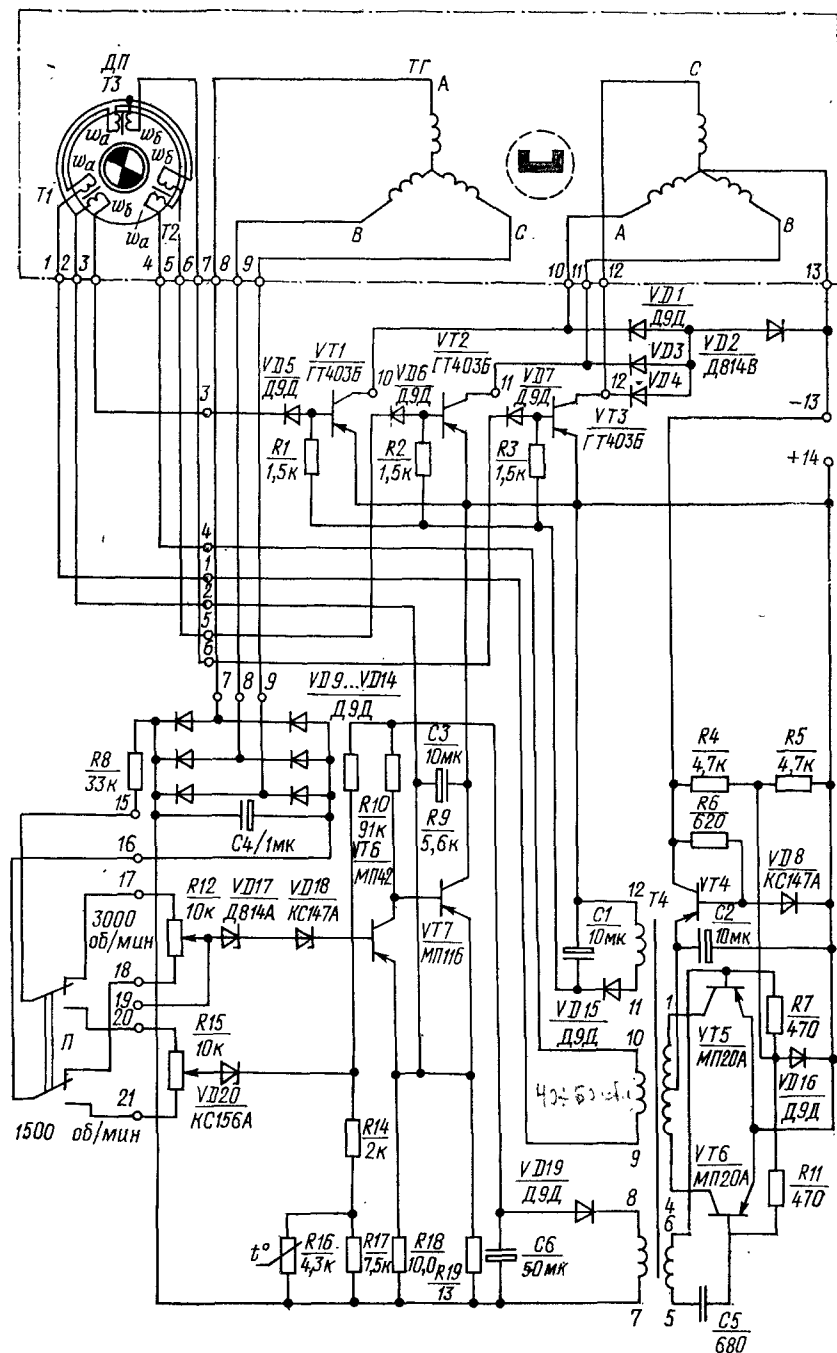


Рис. 6-23. Полная схема двигателя БДС-0,2 с электронным коммутатором

для защиты силовых транзисторов от перенапряжений, возникающих при их заперении. Генератор питания датчика положения собран на трансформаторе $T4$ с ферритовым сердечником, частота его генерации 40—60 кГц. Запитывается генератор от стабилизатора напряжения (транзистор $VT4$), благодаря чему обеспечивается постоянство режимов питания датчика и регулятора скорости при относительно большом изменении напряжения питания двигателя.

Регулятор скорости (транзисторы $VT6$, $VT7$) содержит усилитель, выходной транзистор $VT6$ которого, рассчитанный на работу в режиме переключения, коммутирует базовую цепь управления силовыми транзисторами; на вход усилителя включены стабилитроны $VD17$, $VD18$ и $VD20$, напряжение пробоя которых определяет стабилизированную скорость. Напряжение тахогенераторной обмотки, выпрямленное диодами $VD9$ — $VD14$ и сглаженное конденсатором $C4$, в зависимости от выбранной частоты вращения (3000 или 1500 об/мин) подключается переключателем Π к потенциометрам 12 или 15, с которых подается на вход регулятора и сравнивается с напряжением стабилитронов.

Разность напряжений тахогенератора и напряжения стабилитронов поступает на вход усилителя. Если напряжение тахогенератора меньше опорного напряжения стабилитрона, то двигатель будет включен (транзистор $VT6$ открыт), его скорость будет нарастать. При напряжении тахогенератора, большем опорного напряжения стабилитрона, двигатель отключается (транзистор $VT6$ заперт) и скорость двигателя уменьшается. В результате автоколебательного процесса средняя скорость двигателя поддерживается на заданном уровне. Для компенсации изменения скорости от колебаний температуры окружающей среды в базовую цепь усилителя включен терморезистор $R16$.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ, СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ДЛЯ ПРИБОРНЫХ СИСТЕМ И АВТОМАТИКИ

Глава седьмая

ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

7-1. Назначение и классификация тахогенераторов

Тахогенераторами (ТГ) называются электрические микромашины, выходная ЭДС которых пропорциональна угловой скорости ротора. Поскольку генерируемая в электрических машинах ЭДС пропорциональна скорости ротора, то в качестве ТГ может быть использован любой тип электрического генератора: синхронный, асинхронный, постоянного тока, индукторный и т. д.

В автоматических системах малой мощности наибольшее рас-

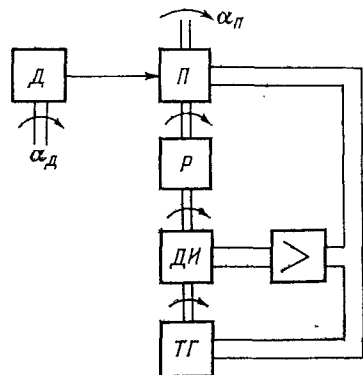


Рис. 7-1. Принципиальная схема следящей системы с демпфирующим тахогенератором

Д — датчик; П — приемник; ДИ — исполнительный двигатель; ТГ — тахогенератор; Р — редуктор

пространство получили два типа ТГ: асинхронные и постоянного тока. В зависимости от назначения все они делятся на две группы: ТГ для демпфирования следящих систем и ТГ как счетно-решающий элемент в электромеханических интеграторах. На рис. 7-1 приведена принципиальная схема следящей системы, в которой ТГ используется для скоростного демпфирования. Выходная ЭДС тахогенератора складывается с сигналом измерителя рассогласования командной и исполнительной осей и подается через усилитель на исполнительный двигатель. Применение ТГ улучшает качественные показатели следящей системы. При отсутствии сигнала обратной связи по скорости в следящей системе, как правило, наблю-

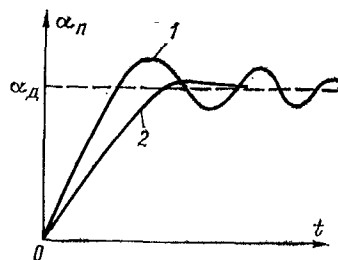


Рис. 7-2. Кривые переходного процесса при согласовании следящей системы

дается перерегулирование и она приходит в согласованное положение после нескольких колебаний (кривая 1 на рис. 7-2). При включении демпфирующего ТГ исполнительная ось не совершает колебаний при приближении к положению согласования (кривая 2). ТГ вырабатывает сигнал, противоположный по знаку сигналу рассогласования, и перерегулирования не происходит.

Схема электромеханического интегратора с ТГ постоянного тока приведена на рис. 7-3. Входным сигналом является напряжение $u(t)$, которое необходимо проинтегрировать, выходным — напряжение U_0 на потенциометре (Пм),

которое пропорционально $\int_0^t u(t) dt$.

Рассмотрим основные соотношения для этой схемы. При медленном изменении входного сигнала исполнительный двигатель, управляемый через усилитель разностью входного напряжения и ЭДС ТГ, успевает в любой момент времени достигнуть скорости, при которой $u(t) = E_r$; но $E_r = k_r d\alpha/dt$, где k_r — коэффициент пропорциональности для тахогенератора.

Отсюда

$$\alpha = \int_0^t \frac{E_r}{k_r} dt = \frac{1}{k_r} \int_0^t u(t) dt.$$

Напряжение, снимаемое с линейного потенциометра, пропорционально углу поворота его движка θ_n :

$$U_0 = k_n \theta_n = k_n k_{ред} \alpha,$$

где k_n — постоянный коэффициент — крутизна выходного напряжения потенциометра; $k_{ред}$ — передаточное число механического редуктора. Таким образом,

$$U_0 = \frac{k_n k_{ред}}{k_r} \int_0^t u(t) dt. \quad (7-1)$$

Требования, предъявляемые к характеристикам демпфирующих и счетно-решающих ТГ, существенно различны. Для счетно-решающих ТГ наиболее важными показателями являются: линейность зависимости выходной ЭДС от угловой скорости ротора, т. е. постоянство k_r ; стабильность характеристик во времени и отсутствие ЭДС при неподвижном роторе.

Погрешность воспроизведения линейной зависимости для ТГ этого типа составляет 0,025—0,05 %. Для демпфирующих ТГ нелинейность зависимости выходной ЭДС от скорости может быть в пределах нескольких процентов; для них более важное значение имеют крутизна выходной ЭДС, отсутствие помех в выходном сигнале, момент инерции ротора.

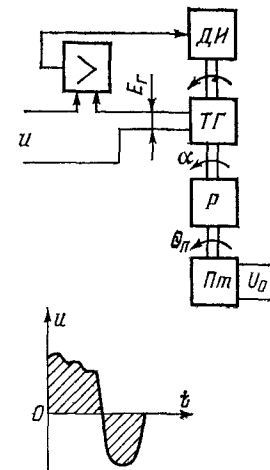


Рис. 7-3. Принципиальная схема электромеханического интегратора с ТГ постоянного тока

Кроме указанных двух типов ТГ, в автоматических и других системах используются ТГ как измерители угловой скорости валов двигателей и различного рода механизмов. В качестве измерителей скорости вращения применяются электрические машины постоянного тока с постоянными магнитами, индукторные и синхронные генераторы. Они имеют относительно высокую линейность зависимости выходного напряжения от скорости; погрешность воспроизведения линейной зависимости составляет 0,1—0,5 %.

7-2. Принцип работы, устройство и величины, характеризующие асинхронный тахогенератор

Асинхронный тахогенератор (ТА) представляет собой двухфазную асинхронную машину с короткозамкнутым ротором, выполненным в виде тонкостенного немагнитного стакана. На статоре

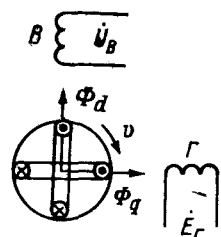


Рис. 7-4. Принципиальная электрическая схема асинхронного тахогенератора

ТА расположены две обмотки, оси которых смещены в пространстве относительно друг друга на 90° (рис. 7-4). Одна из обмоток — обмотка возбуждения — включается в сеть переменного тока. Обозначим эту обмотку через B . Она создает в машине пульсирующий с частотой сети магнитный поток Φ_d . Поскольку ось этого потока совпадает с осью обмотки возбуждения, его называют продольным магнитным потоком. Продольный поток пропорционален приложенному напряжению, т. е. $\Phi_d \sim U_B$. При неподвижном роторе пульсирующий магнитный поток Φ_d индуцирует в роторе трансформаторную ЭДС, которая создает ток I_d и НС по продольной оси.

Если ротор ТА приведен во вращение с некоторой угловой скоростью $\omega_r = d\alpha/dt$, то в нем индуцируется еще ЭДС вращения, пропорциональная Φ_d и ω_r : $E_q \sim \Phi_d d\alpha/dt$. Под действием этой ЭДС возникают поперечный ток ротора I_q и поперечный поток Φ_q , которые также пропорциональны U_B и изменяются во времени с частотой сети. Поперечный магнитный поток Φ_q индуцирует во второй обмотке ТА, называемой генераторной, ЭДС

$$E_r = k_1 U_B \frac{d\alpha}{dt}, \quad (7-2)$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности, зависящий от электрических параметров обмотки и ротора ТА.

Частота ЭДС генераторной обмотки ТА не зависит от угловой скорости ротора и всегда равна частоте сети, от которой питается обмотка возбуждения; ее фаза определяется электрическими параметрами ТА. Необходимо отметить, что в общем случае линейная зависимость ЭДС генераторной обмотки от угловой скорости ротора на самом деле существует с некоторым приближением, которое

зависит главным образом от активного сопротивления короткозамкнутого ротора и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки возбуждения.

Конструктивные схемы ТА представлены на рис. 7-5. ТА состоит из внешнего 2 и внутреннего 3 магнитопроводов (выполненных из листового пермаллоя), полого немагнитного ротора 4 и двух обмоток: возбуждения 5 и генераторной 6. Изображенные на рис. 7-5 конструктивные схемы ТА отличаются друг от друга местом расположения обмоток. В первой схеме (рис. 7-5, а) обе обмотки (возбуждения и генераторная) располагаются на внешнем магнитопроводе, во второй (рис. 7-5, б) — на внутреннем магнитопроводе, в третьей (рис. 7-5, в) одна из обмоток располагается на внешнем магнитопроводе, а другая на внутреннем. Внутренний магнитопровод крепится на втулке 7. Сквозь втулку проходит вал ротора 1.

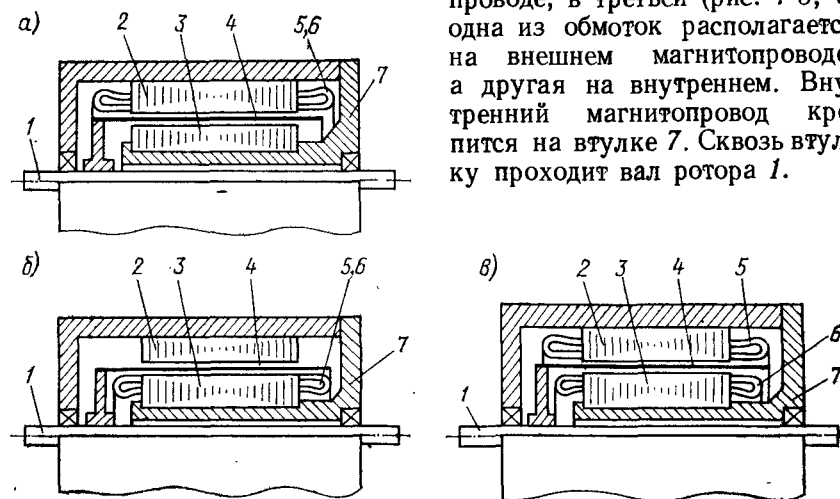


Рис. 7-5. Принципиальные конструктивные схемы ТА: а — обе обмотки на внешнем магнитопроводе; б — обе обмотки на внутреннем магнитопроводе; в — одна обмотка на внешнем, а другая на внутреннем магнитопроводе
1 — вал; 2 — внешний магнитопровод; 3 — внутренний магнитопровод; 4 — ротор; 5 — обмотка возбуждения; 6 — генераторная обмотка; 7 — крышка со ступкой

Остановимся несколько подробнее на функциях, выполняемых счетно-решающими ТА. Из уравнения (7-2) следует, что при неизменном напряжении возбуждения U_B ЭДС генераторной обмотки

$$E_r = k_1 U_B \frac{d\alpha}{dt} = a_0 \frac{d\alpha}{dt} \quad (7-3)$$

или

$$\alpha = \frac{1}{a_0} \int_0^t E_r dt,$$

т. е. при помощи ТА можно решать задачи дифференцирования и интегрирования функций.

Для дифференцирования какой-либо функции необходимо поворачивать ротор ТА на угол, пропорциональный этой функции;

Для интегрирования функции во времени надо преобразовать ее в электрическое напряжение и вращать ротор ТА так, чтобы ЭДС его генераторной обмотки в любой момент времени компенсировала

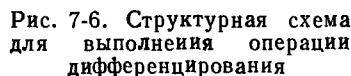


Рис. 7-7. Структурная схема электро-механического интегратора

это напряжение. Тогда угол поворота ротора ТА будет пропорционален интегралу данной функции по времени. Очевидно, что преобразователь функции в напряжение и асинхронный тахогенератор должны питаться от одной сети. На рис. 7-7 приведена принципиальная схема электромеханического интегратора с асинхронным тахогенератором. Если напряжение возбуждения ТА изменять пропорционально другой заданной функции времени, то, как видно из формулы (7-3), с помощью ТА можно получить интеграл отношения двух функций:

$$\alpha = \frac{1}{k_1} \int_0^t \frac{E_r(t)}{U_B(t)} dt.$$

Как элемент электрических счетно-решающих устройств и систем автоматики асинхронный тахогенератор характеризуют следующими данными: напряжением и частотой питающей сети; потребляемыми током и мощностью; крутизной ЭДС генераторной обмотки (в милливольтх на оборот в минуту); фазовым сдвигом ЭДС генераторной обмотки относительно напряжения возбужде-

ния; выходным сопротивлением генераторной обмотки; моментом инерции ротора; относительными амплитудными погрешностями от изменения скорости, температуры и частоты сети; фазовыми погрешностями от изменения этих же величин; остаточной ЭДС генераторной обмотки.

7-3. Векторная диаграмма ТА для режима холостого хода

Физическую сущность работы ТА можно наглядно представить с помощью векторной диаграммы токов и напряжений для режима холостого хода (генераторная обмотка разомкнута), изображенной на рис. 7-8. Векторная диаграмма приведена для электрической схемы ТА, представленной на рис. 7-4, в которой короткозамкнутый ротор заменен двумя квазинеподежными взаимно перпендикулярными обмотками, приведенными по числу витков к обмотке возбуждения. Физически это соответствует разложению каждой величины, характеризующей ротор ТА (НС, ток, магнитный поток), на две составляющие: продольную, совпадающую с осью обмотки возбуждения, и поперечную, совпадающую с осью генераторной обмотки.

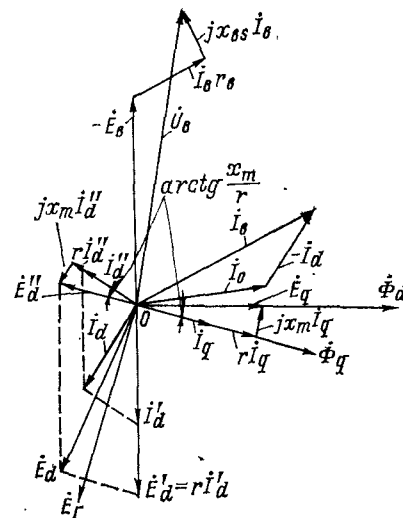


Рис. 7-8. Векторная диаграмма ТА для режима холостого хода

При построении векторной диаграммы учитываются все параметры обмоток, за исключением индуктивного сопротивления рассеяния полюсного ротора, которое принимается равным нулю. Векторная диаграмма ТА строится в такой последовательности. В качестве исходного принимается вектор продольного магнитного потока Φ_d . Этот магнитный поток индуцирует в обмотке возбуждения ЭДС E_b (на диаграмме отложен вектор противо-ЭДС — E'_b), а в продольном контуре ротора — трансформаторную ЭДС E'_d , отстающую от магнитного потока на 90° . При вращении ротора магнитный поток Φ_d индуцирует в поперечном контуре q ЭДС вращения E_q , совпадающую по фазе с потоком. Под действием ЭДС E_q в поперечном контуре ротора возникает ток i_q , создающий по оси генераторной обмотки поперечный магнитный поток Φ_q . Этот поперечный магнитный поток индуцирует в генераторной обмотке трансформаторную ЭДС E'_q , а в продольном контуре ротора ЭДС вращения E'_q , которая при принятом направлении вращения ротора находится в противофазе с потоком Φ_q . В продольном контуре ротора действует ЭДС $E_d = E'_d + E'_q$, равная геометрической сумме ЭДС E'_d и E'_q . Соответственно этому в продольной обмотке ротора появляется ток i_d , равный сумме токов i'_d и i''_d от этих ЭДС.

Ток возбуждения $\dot{I}_v$ равен сумме тока намагничивания $\dot{I}_0$ и тока в продольном контуре ротора с обратным знаком ($-\dot{I}_d$).

Напряжение обмотки возбуждения $\dot{U}_B$ равно геометрической сумме противо-ЭДС $-\dot{E}_B$ и падений напряжения на собственных параметрах обмотки $\dot{I}_B r_B$ и $jx_{Bs} \dot{I}_B$; ЭДС $\dot{E}_q$ равна сумме падений напряжений в поперечном контуре ротора $\dot{I}_q r$ и $jx_m \dot{I}_q$, а ЭДС $\dot{E}_d$ в продольном контуре — сумме падений напряжений $\dot{I}_d r$, $\dot{I}_d' r$ и $jx_m \dot{I}_d$.

Поскольку ЭДС вращения $\dot{E}_q$ при постоянном $\dot{\Phi}_d$ пропорциональна угловой скорости ротора, то и ток $\dot{I}_q$, магнитный поток $\dot{\Phi}_d$ и ЭДС генераторной обмотки, связанные с ней линейной зависимостью, также пропорциональны угловой скорости.

В действительности вследствие изменения тока возбуждения при вращении ротора и соответственно падений напряжений на собственных параметрах обмотки возбуждения противо-ЭДС $-\dot{E}_B$ и магнитный поток $\dot{\Phi}_d$ не остаются постоянными, что приводит к искажению линейной зависимости ЭДС генераторной обмотки от угловой скорости ротора. Точный анализ этого искажения рассматривается ниже на основе решения уравнения ЭДС ТА. Здесь же, пользуясь векторной диаграммой, сделаем приближенную оценку.

Уравнения ЭДС цепи возбуждения

$$\dot{U}_B = -\dot{E}_B + \dot{I}_B (r_B + jx_{Bs}) = k_1 \dot{\Phi}_d + \dot{I}_B Z_B. \quad (7-4)$$

Ток возбуждения $\dot{I}_B$ представим в виде

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{B0} + \dot{I}_{Bd}'', \quad (7-5)$$

где $\dot{I}_{B0}$ — ток возбуждения при неподвижном роторе ТА; $\dot{I}_{Bd}''$ — добавочный ток возбуждения, обусловленный ЭДС вращения и током в продольном контуре ротора от поперечного потока $\dot{\Phi}_q$.

Очевидно, что $\dot{I}_{Bd}'' = k_2 \omega_p \dot{\Phi}_q$. Но

$$\dot{\Phi}_q \sim \dot{I}_q \sim \dot{E}_q \sim \omega_p \dot{\Phi}_d; \quad (7-6)$$

поэтому

$$\dot{I}_{Bd}'' = k_3 \dot{\Phi}_d \omega_p^2 \quad (7-7)$$

(здесь k_1, k_2, k_3 — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров и обмоточных данных ТА).

Из уравнений (7-4), (7-5) и (7-7) получаем

$$\dot{\Phi}_d = \frac{\dot{U}_B - \dot{I}_{B0} Z_B}{k_1 [1 + (k_3/k_1) Z_B \omega_p^2]};$$

отсюда, пользуясь соотношениями (7-6), находим

$$\dot{E}_q = k_4 \dot{\Phi}_q = k_5 \omega_p \dot{\Phi}_d = \frac{k_5}{k_1} (\dot{U}_B - \dot{I}_{B0} Z_B) \frac{\omega_p}{1 + (k_3/k_1) Z_B \omega_p^2}, \quad (7-8)$$

где k_4 и k_5 — также постоянные для данного ТА коэффициенты.

Формула (7-8) дает характер искажения линейной зависимости ЭДС генераторной обмотки от скорости ротора. Нелинейность зависит от отношения коэффициентов k_3/k_1 , собственного сопротивления обмотки возбуждения Z_B и диапазона изменения угловой скорости ротора.

При уменьшении k_3/k_1 и Z_B линейность ЭДС генераторной обмотки улучшается. Как видно из векторной диаграммы, ЭДС генераторной обмотки отстает по фазе от напряжения возбуждения на некоторый угол, обычно $10-40^\circ$.

7-4. Уравнения ЭДС асинхронного тахогенератора

Уравнения ЭДС ТА практически совпадают с уравнениями ЭДС обобщенной электрической машины полученными в § 1-2.

В отличие от обобщенной идеализированной машины для ТА будем считать, что: напряжения, приложенные к обмоткам ротора, равны нулю; взаимная индуктивность по продольной и поперечной осям одинакова; индуктивное сопротивление рассеяния ротора равно нулю (это допущение оправдывается тем, что обмотка ротора располагается в воздушном зазоре); в цепь генераторной обмотки включено некоторое сопротивление Z_H .

Электрическая схема ТА под нагрузкой приведена на рис. 7-9. Уравнения ЭДС контуров ТА при постоянной угловой скорости в установившемся режиме запишем в виде

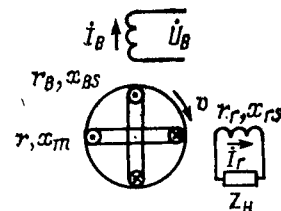


Рис. 7-9. Электрическая схема ТА под нагрузкой

$$\begin{matrix} B & \Gamma & d & q \\ B \begin{bmatrix} Z_B + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ \Gamma \begin{bmatrix} 0 & Z'_\Gamma + jx_m & 0 & jx_m \\ d \begin{bmatrix} jx_m & -vx_m & r + jx_m & -vx_m \\ q \begin{bmatrix} vx_m & jx_m & vx_m & r + jx_m \end{bmatrix} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_\Gamma \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (7-9)$$

где

$$Z_B = r_B + jx_{Bs}; \quad Z'_\Gamma = r_\Gamma + jx_{\Gamma s} + Z_H = Z_\Gamma + Z_H.$$

При анализе ТА наибольший интерес представляют токи $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_\Gamma$. Поэтому, исключая из уравнений (7-9) токи $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$, придем к системе уравнений относительно токов $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_\Gamma$:

$$\begin{matrix} B & \Gamma \\ B \begin{bmatrix} Z_B + \frac{Z_H}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} & \frac{Z_H \frac{x_m}{Z} v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} \\ \Gamma \begin{bmatrix} -\frac{Z_H \frac{x_m}{Z} v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} & Z'_\Gamma + \frac{Z_H}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_\Gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} I_B \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (7-10)$$

Здесь

$$Z = r + jx_m; \quad \frac{1}{Z_n} = \frac{1}{r} + \frac{1}{jx_m}. \quad (7-11)$$

Решая эти уравнения относительно токов I_B и I_r , получаем

$$I_B = \dot{U}_B \frac{Z'_r [1 - (jx_m/Z)^2 v^2] + Z_n}{Z'_r [Z_n + Z_B - Z_B (jx_m/Z)^2 v^2] + Z_n (Z_B + Z_n)}; \quad (7-12)$$

$$I_r = \dot{U}_B \frac{(Z_n/Z) x_m v}{Z'_r [Z_n + Z_B - Z_B (jx_m/Z)^2 v^2] + Z_n (Z_B + Z_n)}. \quad (7-13)$$

Напряжение на зажимах генераторной обмотки

$$\dot{U}_r = I_r Z_n. \quad (7-14)$$

Полученные формулы позволяют произвести расчет основных характеристик ТА при любых сопротивлениях нагрузки и скорости ротора.

Входное сопротивление ТА определяется по формуле

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}_B}{I_B} = Z_B + \frac{Z_n (Z_n + Z'_r)}{Z'_r [1 - (jx_m/Z)^2 v^2] + Z_n}. \quad (7-15)$$

Формулу для расчета выходного сопротивления ТА вследствие симметрии обмоток получим из формулы (7-15) путем замены Z_B на Z_r и Z'_r на Z_B :

$$Z_{вых} = Z_r + \frac{Z_n (Z_n + Z_B)}{Z_n [1 - (jx_m/Z)^2 v^2] + Z_n}. \quad (7-16)$$

Как видно из полученных формул, входное и выходное сопротивления ТА зависят от скорости ротора.

Поскольку счетно-решающие ТА обычно работают в компенсационных схемах, рассмотрим выражения для I_B , $\dot{U}_r = \dot{E}_r$ и $Z_{вх}$ в ре-

жиме холостого хода. Полагая, что $Z_n = Z'_r = \infty$, находим

$$\left. \begin{aligned} I_B &= \dot{U}_B \frac{1 - (jx_m/Z)^2 v^2}{Z_n + Z_B \left[1 - \left(\frac{jx_m}{Z} \right)^2 v^2 \right]}; \\ \dot{E}_r &= \dot{U}_B \frac{x_m/Z}{1 + \frac{Z_B}{Z_n}} \frac{v}{1 - \frac{Z_B}{Z_B + Z_n} \left(\frac{jx_m}{Z} \right)^2 v^2}; \end{aligned} \right\} \quad (7-17)$$

или

$$\dot{E}_r = a \dot{U}_B \frac{\dot{v}}{1 + bv^2}, \quad (7-18)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{x_m/Z}{1 + Z_B/Z_n} = \frac{jrx_m^2}{(r + jx_m)[rx_m + Z_B(r + jx_m)]}; \\ b &= \frac{Z_B x_m^2}{(Z_B + Z_n)Z^2} = \frac{Z_B x_m^2}{(r + jx_m)[rx_m + Z_B(r + jx_m)]}. \end{aligned} \right\} \quad (7-19)$$

Введя безразмерные параметры

$$\frac{r_B}{x_m} = \psi; \quad \frac{x_{Bs}}{x_m} = \xi; \quad \frac{r}{x_m} = \beta, \quad (7-20)$$

формулы для a и b перепишем в виде

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{j\beta}{(\beta + j)[j\beta + (\psi + j\xi)(\beta + j)]}; \\ b &= \frac{\psi + j\xi}{(\beta + j)[j\beta + (\psi + j\xi)(\beta + j)]}. \end{aligned} \right\} \quad (7-21)$$

Входное сопротивление ТА

$$Z_{вх} = Z_B + \frac{Z_n}{1 - (jx_m/Z)^2 v^2}. \quad (7-22)$$

При $v = 0$ $Z_{вх} = Z_B + Z_n$, что соответствует схеме замещения трансформатора при коротком замыкании (рис. 7-10). Первичная обмотка трансформатора — обмотка возбуждения, вторичная — полый ротор.

Из формулы (7-18) следует, то ЭДС генераторной обмотки ТА зависит от скорости ротора нелинейно. Линейность обеспечивается уменьшением коэффициента b . Наиболее целесообразно уменьшать b , увеличивая активное сопротивление ротора, поэтому роторы счетно-решающих ТА изготавливаются из материалов с высоким

удельным сопротивлением. Следует заметить, что с увеличением r падает крутизна ЭДС генераторной обмотки, определяемая коэффициентом a .

В некоторых случаях желательно, чтобы ЭДС генераторной обмотки совпадала по фазе с напряжением возбуждения. Это требование удовлетворяется, если $\text{Im } a = 0$, поэтому см. (7-34)

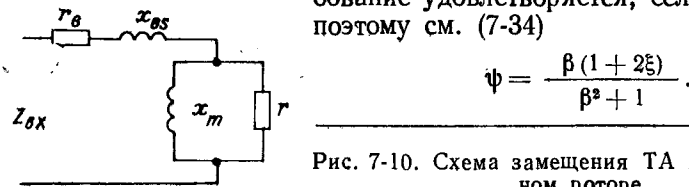


Рис. 7-10. Схема замещения ТА при неподвижном роторе

При этом коэффициент, определяющий крутизну ЭДС генераторной обмотки,

$$a = \frac{\beta(\beta^2 - 1)}{(\beta^2 + 1)[\beta^2 + (\beta^2 + 1)\xi]} \quad (7-23)$$

7-5. Схемы замещения ТА

Схема замещения ТА, соответствующая уравнениям (7-9), получается из схемы замещения неавтополусной электрической машины (см. рис. 1-7), если принять $x_s = 0$, а вместо напряжения $j\dot{U}_Q$ включить сопротивление нагрузки (рис. 7-11). Выходное напряжение на схеме замещения равно $j\dot{I}_r Z_H$ и сдвинуто по фазе на 90° по отношению к действительному напряжению на зажимах генераторной обмотки ТА.

Произведя преобразования, аналогичные тем, которые были выполнены в § 1-2, уравнения (7-10) запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_B = & \left[Z_B + \frac{Z_H}{1 - \frac{jx_m}{Z}v} - \frac{Z_H \frac{jx_m}{Z}v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} \right] \dot{I}_B - \\ & - \frac{Z_H \frac{jx_m}{Z}v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} j\dot{I}_r; \\ 0 = & \frac{-Z_H \frac{jx_m}{Z}v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} \dot{I}_B + \left[Z_r + Z_H + \frac{Z_H}{1 - \frac{jx_m}{Z}v} - \right. \\ & \left. - \frac{Z_H \frac{jx_m}{Z}v}{1 - \left(\frac{jx_m}{Z}\right)^2 v^2} \right] j\dot{I}_r. \end{aligned} \quad (7-24)$$

Этой системе уравнений соответствует схема замещения, приведенная на рис. 7-12.

Уравнения ЭДС ТА по методу симметричных составляющих получим из уравнений ЭДС обобщенной машины (2-15), положив в них $\dot{U}_Q = 0$; $Z = Z_r - Z_B + Z_H$:

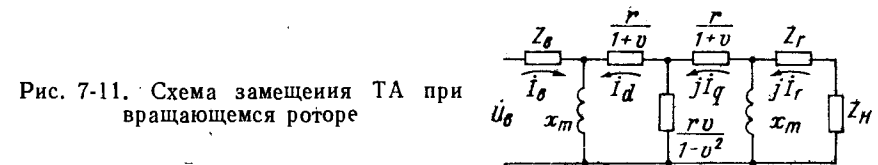


Рис. 7-11. Схема замещения ТА при вращающемся роторе

$$\begin{aligned} & \begin{matrix} f_c & b_c & f_p & b_p \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} f_c \\ b_c \\ f_p \\ b_p \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Z_B + jx_m + \frac{Z}{2} & -\frac{Z}{2} & jx_m & 0 \\ -\frac{Z}{2} & Z_B + jx_m + \frac{Z}{2} & 0 & jx_m \\ jx_m & 0 & \frac{r}{1-v} + jx_m & 0 \\ 0 & jx_m & 0 & \frac{r}{1+v} + jx_m \end{bmatrix} \times \\ & \begin{bmatrix} \dot{I}_{fc} \\ \dot{I}_{bc} \\ \dot{I}_{fp} \\ \dot{I}_{bp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{U}_B}{2} \\ \frac{\dot{U}_B}{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7-25)$$

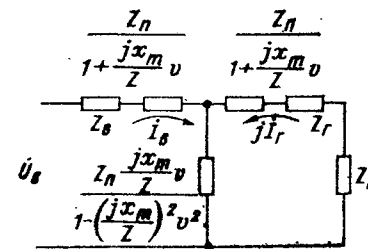


Рис. 7-12. Схема замещения ТА при исключенных токах ротора

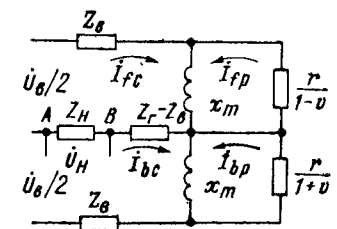


Рис. 7-13. Схема замещения ТА, полученная на основе метода симметричных составляющих

Этой системе уравнения для токов $\dot{I}_{fc}$, $\dot{I}_{bc}$, $\dot{I}_{fp}$, $\dot{I}_{bp}$ соответствует схема замещения, изображенная на рис. 7-13. Падение напряжения на сопротив-

ления Z_n

$$\dot{U}_n = Z_n (\dot{I}_{fc} - \dot{I}_{bc}) = -jZ_n \dot{I}_r = -j\dot{U}_r; \quad (7-26)$$

отсюда $\dot{U}_r = j\dot{U}_n$.

Для режима холостого хода ($Z_n = \infty$) на схеме замещения (рис. 7-13) ЭДС генераторной обмотки равна разности потенциалов между точками А и В и сдвинута по фазе по отношению к ней на 90° .

7-6. Погрешности ТА

Классификация погрешностей ТА. Для асинхронных тахогенераторов первостепенное значение имеет линейная зависимость ЭДС генераторной обмотки от скорости ротора в достаточно широком интервале изменения температуры, напряжения и частоты сети. В реальных условиях это требование выполняется с некоторым приближением, которое характеризуется погрешностями ТА:

1) относительной амплитудной погрешностью ЭДС генераторной обмотки от изменения скорости, температуры, напряжения и частоты; она определяется как отношение максимальной разности ЭДС реального и идеализированного ТА ΔE к максимальной ЭДС генераторной обмотки:

$$\varepsilon_v = \frac{\Delta E_v}{E_{г. макс}}; \quad \varepsilon_T = \frac{\Delta E_T}{E_{г. макс}}; \quad \varepsilon_u = \frac{\Delta E_u}{E_{г. макс}}; \quad \varepsilon_f = \frac{\Delta E_f}{E_{г. макс}}, \quad (7-27)$$

где ΔE_v , ΔE_T , ΔE_u , ΔE_f — максимальная разность ЭДС генераторной обмотки при изменении соответственно скорости, температуры, напряжения и частоты;

2) фазовой погрешностью, под которой понимается максимальное отклонение фазы ЭДС генераторной обмотки $\Delta\phi$ от ее номинального значения при изменении скорости, температуры, напряжения и частоты;

3) остаточной ЭДС—ЭДС генераторной обмотки при неподвижном роторе (ее иногда называют ЭДС помех).

Как и для всех электрических информационных микромашин, перечисленные погрешности ТА по своей физической природе можно разделить на четыре группы.

1. Погрешности, вытекающие из принципа работы; для ТА эти погрешности обусловлены нелинейной зависимостью ЭДС генераторной обмотки от скорости ротора (7-18) и обозначаются: ε_v — относительная амплитудная погрешность от изменения скорости и $\Delta\phi_v$ — фазовая погрешность от изменения скорости.

2. Погрешности из-за конструктивных ограничений ТА как электрической машины; сюда относятся погрешности от высших пространственных гармоник индукции и от нелинейности кривой намагничивания; они сравнительно невелики и для ТА могут не рассматриваться, если составляют не более 0,05 %.

3. Технологические погрешности ТА из-за неточности изготовления магнитопроводов и полого немагнитного ротора; они воз-

никают главным образом при малых скоростях и с количественной точки зрения характеризуются остаточной ЭДС, которая в общем случае содержит две составляющие: постоянную, определяемую электрической и магнитной асимметрией магнитопровода, и переменную, зависящую от электрической асимметрии ротора.

4. Погрешности от изменения условий эксплуатации; наибольшее значение имеют погрешности от изменения температуры и частоты сети.

В ТА различных типов и назначения требования к перечисленным погрешностям неодинаковы. Естественно, что наиболее жесткие требования к погрешностям предъявляются в счетно-решающих ТА. Рассматриваемый ниже анализ погрешностей выполнен для ТА этого типа.

Амплитудные и фазовые погрешности ТА от изменения скорости. Для определения погрешностей ТА от изменения скорости ротора воспользуемся формулой (7-18). Знаменатель в этой формуле представляет собой комплексное число, равное сумме единицы и малого по модулю комплексного числа $b\dot{v}^2$. Изменение модуля знаменателя характеризует амплитудную погрешность ТА, а изменение аргумента — фазовую погрешность.

Пусть v_k — относительная скорость ротора ТА, при которой ЭДС генераторной обмотки E_r и ЭДС по выбранной линейной зависимости E_0 компенсируют друг друга (рис. 7-14). Тогда относительная погрешность ТА, записанная в комплексной форме,

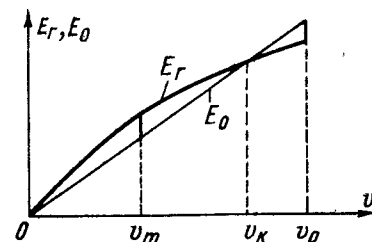


Рис. 7-14. Зависимость ЭДС генераторной обмотки ТА от скорости ротора

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_v &= \frac{\dot{E}_r - \dot{E}_0}{\dot{E}_{0 макс}} = \frac{\frac{v}{1 + b\dot{v}^2} - \frac{v}{1 + b\dot{v}_k^2}}{\frac{v_0}{1 + b\dot{v}_k^2}} = \\ &= \frac{v}{v_0} \frac{b(v_k^2 - v^2)}{1 + b\dot{v}^2} \end{aligned}$$

или, если пренебречь членом $b\dot{v}^2$ в знаменателе,

$$\dot{\varepsilon}_v = b \frac{v}{v_0} (v_k^2 - v^2). \quad (7-28)$$

Вещественная часть выражения (7-28) равна относительной амплитудной погрешности ТА от изменения скорости, а мнимая часть — фазовой погрешности.

Обозначая $b_1 = \operatorname{Re} \dot{b}$; $b_2 = \operatorname{Im} \dot{b}$, будем иметь

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_v &= b_1 \frac{v}{v_0} (v_k^2 - v^2); \\ \Delta\varphi_v &= b_2 \frac{v}{v_0} (v_k^2 - v^2). \end{aligned} \right\} \quad (7-29)$$

Определим значение v_k , при котором относительная амплитудная погрешность ε_v будет минимальна. Из формулы (7-29) путем дифференцирования находим, что ε_v имеет наибольшее значение при $v_m = v_k/\sqrt{3}$. Относительная амплитудная погрешность при этом будет

$$\varepsilon_{vm} = \frac{2}{3\sqrt{3}} b_1 \frac{v_k^3}{v_0}. \quad (7-30)$$

Относительная амплитудная погрешность при максимальной скорости определяется по формуле (7-29):

$$\varepsilon_{v_0} = b_1 (v_k^2 - v_0^2). \quad (7-31)$$

Очевидно, что выбранная линейная зависимость ЭДС генераторной обмотки является наилучшей, если $\varepsilon_{vm} = -\varepsilon_{v_0}$. Подставляя сюда два последних выражения для ε_{vm} и ε_{v_0} , приходим к уравнению для определения v_k :

$$\frac{2}{3\sqrt{3}} \frac{v_k^3}{v_0} = v_0^2 - v_k^2.$$

Отсюда определяют скорость ротора ТА v_k , при которой необходимо компенсировать ЭДС генераторной обмотки, чтобы получить наименьшую амплитудную погрешность от изменения скорости ротора в диапазоне от 0 до v_0 :

$$v_k = (\sqrt{3}/2) v_0.$$

Подставляя эту скорость в формулу (7-30) или (7-31), получим относительную амплитудную погрешность ТА от изменения скорости

$$\varepsilon_{vm} = \frac{1}{4} b_1 v_0^2$$

или в процентах

$$\varepsilon_{vm}\% = 25b_1 v_0^2. \quad (7-32)$$

Максимальная фазовая погрешность, как видно из выражения (7-29), определяется по аналогичной формуле

$$\Delta\varphi_{vm} = \frac{1}{4} b_2 v_0^2.$$

Используя соотношение (7-32), получаем

$$\Delta\varphi_{vm}^0 \approx 0,6 \frac{b_2}{b_1} \varepsilon_{vm}\%. \quad (7-33)$$

Остаточная ЭДС ТА. Остаточная ЭДС генераторной обмотки возникает вследствие технологических погрешностей при изготовлении ТА. Как показывает анализ, остаточная ЭДС содержит основную временную гармонику и высшие гармоники. Значение основной гармоники в общем случае зависит от углового положения ротора. Формулу для $\dot{E}_{ост}$ можно записать в виде

$$\dot{E}_{ост} = \dot{E}_{пост} + \dot{E}_{пер},$$

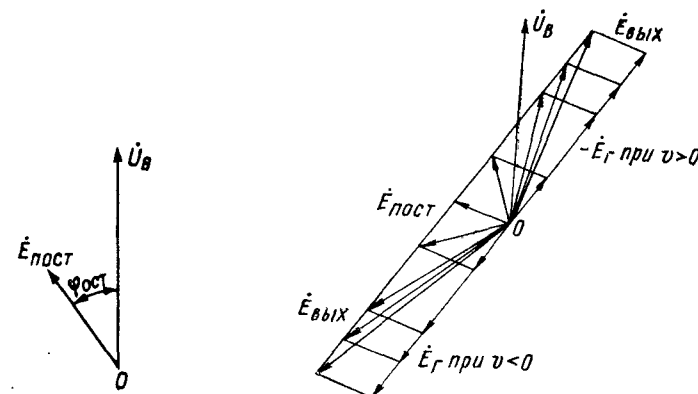


Рис. 7-15. Постоянная составляющая остаточной ЭДС ТА

Рис. 7-16. Влияние остаточной ЭДС ТА на симметрию выходной характеристики

где $\dot{E}_{пост}$ — постоянная составляющая остаточной ЭДС, не зависящая от углового положения ротора; $\dot{E}_{пер}$ — переменная составляющая, изменяющаяся при повороте ротора ТА.

Постоянная составляющая остаточной ЭДС $\dot{E}_{пост}$ сдвинута по фазе относительно напряжения возбуждения на некоторый угол $\varphi_{ост}$ (рис. 7-15), который зависит от различных факторов: типа магнитной асимметрии магнитопроводов, наличия короткозамкнутых витков, емкостных связей между обмотками и т. п. Большое значение $\dot{E}_{пост}$ приводит к тому, что выходная характеристика ТА $\dot{E}_{вых} = \dot{E}_{пост} + \dot{E}_г = f(v)$ оказывается несимметричной (рис. 7-16). Для уменьшения $\dot{E}_{пост}$ применяют ряд методов:

1. Включение последовательно с генераторной обмоткой ТА компенсирующего устройства (КУ) с выходной ЭДС, находящейся в противофазе с $\dot{E}_{пост}$ (рис. 7-17).

2. Размещение обмоток ТА на различных элементах магнитопровода для изменения взаимной индукции между ними, например

внутренний магнитопровод может слегка поворачиваться с помощью специального эксцентрика. При этом компенсируется только составляющая остаточной ЭДС, находящаяся в фазе с ЭДС обмотки возбуждения (рис. 7-18).

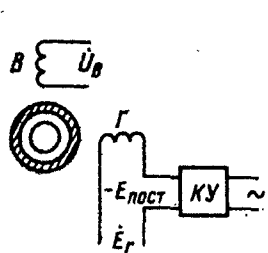


Рис. 7-17. Уменьшение остаточной ЭДС с помощью компенсирующего устройства

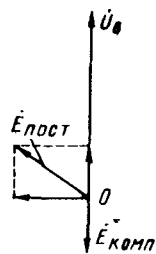


Рис. 7-18. Компенсация остаточной ЭДС за счет поворота внутреннего сердечника

3. Размещение по оси генераторной обмотки ТА компенсирующих обмоток I и II (рис. 7-19). Одна из обмоток питается непосредственно от сети через большое активное сопротивление R_3 ,

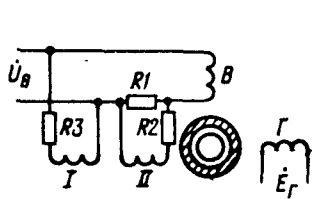


Рис. 7-19. Уменьшение остаточной ЭДС с помощью компенсирующих обмоток

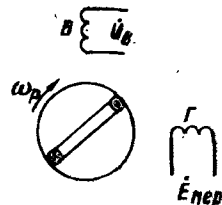


Рис. 7-20. Электрическая схема ТА с асимметричным ротором

другая — от напряжения на небольшом активном сопротивлении R_1 , включенном последовательно с обмоткой возбуждения ТА. Подбирая сопротивления R_1 , R_2 и R_3 и переключая концы обмоток, можно создать НС, имеющую произвольную временную фазу, и тем самым скомпенсировать любую постоянную составляющую остаточной ЭДС.

Естественно, что все указанные методы дают удовлетворительный результат, если остаточная ЭДС стабильна. В противном случае необходима периодическая регулировка ТА.

Переменная составляющая остаточной ЭДС $E_{пер}$ обусловлена электрической асимметрией ротора, которая эквивалентна некоторому короткозамкнутому витку в симметричном роторе, создающему взаимную индукцию между обмотками ТА как функцию

угла поворота ротора (рис. 7-20). Для уменьшения переменной составляющей остаточной ЭДС следует увеличить число пар полюсов ТА. Значительного ее уменьшения можно достигнуть симметрированием ротора, которое сводится к механическому удалению части металла с поверхности полого ротора ТА в месте образования условного короткозамкнутого витка.

Погрешности ТА от изменения температуры. Как видно из формулы (7-21), зависимость коэффициента $\dot{a}$ от температуры выражена через параметры ψ и β . После преобразования получим

$$\dot{a} = \frac{1}{\beta + 2\psi + \xi \left(\beta - \frac{1}{\beta} \right) + j \left[1 + 2\xi - \psi \left(\beta - \frac{1}{\beta} \right) \right]} \quad (7-34)$$

Найдем относительное изменение коэффициента $\dot{a}$:

$$\frac{\Delta \dot{a}}{\dot{a}} = - \frac{\Delta \beta + 2\Delta \psi + \xi \left(1 + \frac{1}{\beta^2} \right) \Delta \beta - j \left[\left(\beta - \frac{1}{\beta} \right) \Delta \psi + \psi \left(1 + \frac{1}{\beta^2} \right) \Delta \beta \right]}{\beta + 2\psi + \xi \left(\beta - \frac{1}{\beta} \right) + j \left[1 + 2\xi - \psi \left(\beta - \frac{1}{\beta} \right) \right]}$$

Вещественная часть $\Delta \dot{a} / \dot{a}$ равна относительной амплитудной погрешности ТА от изменения температуры, а мнимая — фазовой погрешности.

В общем случае для любых значений безразмерных параметров ψ , ξ и β выражения получаются весьма громоздкими. Однако для счетно-решающих ТА, в которых погрешности от изменения температуры имеют важное значение, можно сделать существенные упрощения. По условиям получения минимальных амплитудных и фазовых погрешностей ТА от изменения скорости требуется $b \ll 1$ или, как это следует из второй формулы (7-21), $\psi \ll \beta$ и $\xi \ll \beta$. При этих условиях

$$\begin{aligned} \epsilon_r = \operatorname{Re} \frac{\Delta \dot{a}}{\dot{a}} &\approx -a^2 \left\{ \psi \beta (1 + \psi \beta) \frac{\Delta \psi}{\psi} + \right. \\ &\quad \left. + \beta^2 \left[(1 + \xi)^2 + \psi^2 + \frac{\psi}{\beta} \right] \frac{\Delta \beta}{\beta} \right\}; \\ \Delta \phi_r = \operatorname{Im} \frac{\Delta \dot{a}}{\dot{a}} &\approx a^2 \left\{ \psi \beta^2 (1 + \xi) \frac{\Delta \psi}{\psi} + \right. \\ &\quad \left. + \beta [(1 + 2\xi)(1 + \xi) + 2\psi^2 \beta] \frac{\Delta \beta}{\beta} \right\}. \end{aligned} \quad (7-35)$$

Для получения больших β ротор счетно-решающих ТА выполняется из материала с высоким удельным сопротивлением (спец-

манганин, константан и др.), который, как правило, имеет низкий температурный коэффициент сопротивления (ТКС), т. е. $\Delta\beta/\beta$ примерно на три порядка меньше $\Delta\psi/\psi$. Это означает, что в ТА на температурную погрешность основное влияние оказывает изменение активного сопротивления обмотки возбуждения. При этих условиях выражения (7-35) можно существенно упростить

$$\varepsilon_T = - \frac{(\psi/\beta)(1+\psi\beta)}{(1+\xi)^2 + \psi^2} \frac{\Delta\psi}{\psi};$$

$$\Delta\varphi_T = \frac{\psi(1+\xi)}{(1+\xi)^2 + \psi^2} \frac{\Delta\psi}{\psi}.$$

Заменяя $\Delta\psi/\psi$ на $\alpha_1\Delta T$, где α_1 — ТКС обмотки возбуждения, получим

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_T &= - \frac{\psi^2 + \psi/\beta}{(1+\xi)^2 + \psi^2} \alpha_1\Delta T; \\ \Delta\varphi_T &= \frac{\psi(1+\xi)}{(1+\xi)^2 + \psi^2} \alpha_1\Delta T. \end{aligned} \right\} \quad (7-36)$$

Уменьшение температурных погрешностей ТА может быть достигнуто различными методами, среди которых можно указать методы, описанные в работе [32]:

- а) выбор рациональной конструкции ТА, при которой относительный параметр ψ будет минимальным;
- б) применение в качестве материала ротора сплавов с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления;
- в) включение в цепь возбуждения терморезисторов с отрицательным ТКС;

г) регулировку схемы интегрирующего привода, в котором наиболее часто применяются ТА, например путем выбора фазы опорного напряжения усилителя или параметров цепи компенсации.

Погрешности ТА от изменения частоты сети. Для определения этих погрешностей от изменения частоты сети формулу для ЭДС генераторной обмотки (7-18) представим в виде (членом bv^2 в знаменателе пренебрежем)

$$\dot{E}_r = \dot{a}\dot{U}_B \frac{n}{n_s} = \frac{p\dot{U}_B}{60} \frac{\dot{a}}{f} n. \quad (7-37)$$

От частоты сети в этом выражении зависит коэффициент $\dot{a}$, определяемый по (7-34) через параметры ψ и β ; при этом, очевидно, что

$$\left(\frac{\Delta\psi}{\psi}\right)_f = \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)_f = - \frac{\Delta f}{f}.$$

Из формулы (7-37) получаем

$$\left(\frac{\Delta\dot{E}_r}{\dot{E}_r}\right)_f = \left(\frac{\Delta\dot{a}}{\dot{a}}\right)_f - \frac{\Delta f}{f}.$$

Выражая $\left(-\frac{\Delta\dot{a}}{\dot{a}}\right)_f$ через $\left(\frac{\Delta\psi}{\psi}\right)_f$ и $\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)_f$, можно найти формулу для определения $\left(\frac{\Delta\dot{E}_r}{\dot{E}_r}\right)_f$. Опуская громоздкие алгебраические преобразования, приведем окончательное выражение

$$\left(\frac{\Delta\dot{E}_r}{\dot{E}_r}\right)_f = \frac{\frac{2\xi}{\beta} - j\left[1 + 2\xi + \psi\left(\beta + \frac{1}{\beta}\right)\right]}{\left[\beta + 2\psi + \xi\left(\beta - \frac{1}{\beta}\right)\right] + j\left[1 + 2\xi - \psi\left(\beta - \frac{1}{\beta}\right)\right]} \frac{\Delta f}{f}. \quad (7-38)$$

Относительная погрешность от изменения частоты существует, даже если собственные параметры обмотки возбуждения равны нулю; полагая в (7-38) $\psi = \xi = 0$, получаем

$$\left(\frac{\Delta\dot{E}_r}{\dot{E}_r}\right)_f = - \frac{1}{1 - j\beta} \frac{\Delta f}{f}. \quad (7-39)$$

Следует отметить, что в компенсационных схемах частотная погрешность проявляется незначительно. Это объясняется тем, что для согласования по фазе ЭДС генераторной обмотки с напряжением задающего элемента в выходную цепь последнего включается фазосдвигающее устройство, представляющее собой цепочку RC (рис. 7-21); изменение напряжения от частоты на выходе этой цепочки описывается формулой, аналогичной (7-39).

Действительно, задающее напряжение — напряжение на конденсаторе $\dot{U}_3 = \dot{U}/(1 + j2\pi fRC)$, а его относительное изменение при колебаниях частоты сети

$$\left(\frac{\Delta\dot{U}_3}{\dot{U}_3}\right)_f = \frac{-1}{1 - j\frac{1}{2\pi fRC}} \frac{\Delta f}{f}, \quad (7-40)$$

что совпадает с формулой (7-39) при $\beta = 1/(2\pi fRC)$. На самом деле вследствие наличия собственных параметров обмотки возбуждения определенная погрешность от изменения частоты остается даже в компенсационных схемах.

7-7. Зависимость основных характеристик ТА от параметров машины

В предыдущих параграфах были приведены выражения для основных величин, характеризующих ТА: крутизны ЭДС генераторной обмотки, входных и выходных сопротивлений, погрешностей от различных причин. Рассмотрим зависимость этих величин от параметров ТА как электрической машины.

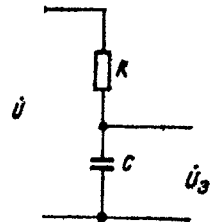


Рис. 7-21. Фазосдвигающая цепочка

Крутизна ЭДС генераторной обмотки. Выражение для крутизны ЭДС ТА (в милливольт на оборот в минуту) запишем в виде

$$e_r = \frac{E_r}{n} K \cdot 10^3,$$

где $K = \frac{\omega_r k_{об.г}}{\omega_b k_{об.в}}$ — коэффициент трансформации генераторной обмотки и обмотки возбуждения.

Подставляя сюда модуль E_r из (7-37), находим

$$e_r = \frac{100\rho}{6f} KaU_b, \quad (7-41)$$

где согласно выражению (7-34)

$$a = \frac{1}{\{[\beta + 2\psi + \xi(\beta - 1/\beta)]^2 + [1 + 2\xi - \psi(\beta - 1/\beta)]^2\}^{1/2}}.$$

Поскольку из условия получения малой скоростной погрешности параметр β должен быть достаточно большим, то единственным способом повышения крутизны ЭДС ТА является увеличение коэффициента трансформации. Однако и здесь возможности ограничены, так как при этом (пропорционально K^2) растет выходное сопротивление генераторной обмотки, что нежелательно при работе в компенсационных схемах из-за сильного влияния внешних помех. По указанным причинам крутизна ЭДС счетно-решающих ТА сравнительно невелика и находится в зависимости от габаритов в пределах от 1 до 5 $\frac{мВ}{об/мин}$.

Рис. 7-22. Схема замещения ТА при неподвижном роторе

Входное сопротивление и потери ТА. Из формулы (7-22) следует, что при $Z > x_m$ входное сопротивление ТА практически остается постоянным при изменении относительной скорости ротора в пределах от 0 до 0,3 и может определяться для большинства режимов работы при неподвижном роторе по формуле (7-15) при $v = 0$ как

$$Z_{вх} = Z_b + Z_{\Pi} = r_b + jx_{bs} + \frac{rjx_m}{r + jx_m};$$

вводя относительные параметры, находим

$$Z_{вх} = x_m \left(\psi + j\xi + \frac{j\beta}{\beta + j} \right) = \left[\psi + \frac{\beta}{\beta^2 + 1} + j \left(\xi + \frac{\beta^2}{\beta^2 + 1} \right) \right] x_m. \quad (7-42)$$

Тот же результат можно получить по схеме замещения, приведенной на рис. 7-22.

Суммарные потери в ТА практически равны потерям в активных сопротивлениях обмоток возбуждения и ротора и определяются по формуле

$$P_a = \left| \frac{\dot{U}_b}{Z_{вх}} \right|^2 \operatorname{Re} Z_{вх} = \frac{U_b^2}{x_m} \frac{\psi + \frac{\beta}{\beta^2 + 1}}{\left(\psi + \frac{\beta}{\beta^2 + 1} \right)^2 + \left(\xi + \frac{\beta^2}{\beta^2 + 1} \right)^2}. \quad (7-43)$$

Это выражение может быть использовано при предварительном расчете ТА для определения его индуктивного сопротивления намагничивания и обмоточных данных.

Погрешности ТА от изменения скорости. Эти погрешности определяются выражениями (7-32) и (7-33). Для их оценки найдем зависимости $b_1 = \operatorname{Re} \dot{b}$ и $b_2 = \operatorname{Im} \dot{b}$ от относительных параметров ψ , ξ и β . Полагая, что $\psi \ll \beta$ и $\xi \ll \beta$, из второй формулы (7-21) находим

$$b_1 = \frac{\xi(1 + \xi)^2 + \psi^2}{[(1 + \xi)^2 + \psi^2]\beta^2}. \quad (7-44)$$

$$b_2 = \frac{\psi}{[(1 + \xi)^2 + \psi^2]\beta^2}. \quad (7-45)$$

Отсюда следует, что амплитудная погрешность ТА от изменения скорости зависит как от индуктивного сопротивления рассеяния, так и от активного сопротивления обмотки возбуждения, а фазовая погрешность — главным образом от активного сопротивления обмотки. Радикальным средством уменьшения скоростных погрешностей является увеличение параметра β , т. е. активного сопротивления ротора. В счетно-решающих ТА β выбирается в пределах 3—6. Одним из способов уменьшения скоростной погрешности является снижение величины

$$v_0 = \frac{n_0}{n_c} = \frac{n_0\rho}{60f},$$

где n_0 — максимальная частота вращения ТА, об/мин. Для этого следует увеличивать частоту f и уменьшать число пар полюсов. Уменьшать число пар полюсов до двух нецелесообразно, так как при $\rho = 1$ возрастает остаточная ЭДС (см. стр. 185). Увеличение частоты свыше 1000 Гц невозможно, так как при этом ухудшаются характеристики асинхронных двигателей, применяемых в интегрирующих приводах. По указанным причинам счетно-решающие ТА выполняются, как правило, на частоте 400—500 Гц при $\rho = 2$.

Температурные погрешности ТА. Зависимости амплитудных и фазовых температурных погрешностей ТА (7-36) от относительных параметров были получены в предыдущем параграфе. Основным параметром, определяющим температурные погрешности, является относительное активное сопротивление обмотки возбуждения (сопротивление ротора на них практически не влияет). При проектировании ТА с минимальными погрешностями от изменения температуры следует выбирать конструктивную схему ТА с наибольшей площадью под обмотку статора.

Остаточная ЭДС, как уже указывалось, обусловлена технологическими неточностями при изготовлении ТА. Постоянная составляющая остаточной ЭДС возникает из-за неперпендикулярности осей обмоток, наличия короткозамкнутых витков в магнитопроводах и емкости связей между обмотками. Наименьшую постоянную составляющую остаточной ЭДС имеют ТА с обмотками, разнесенными на внешний и внутренний магнитопроводы (см. рис. 7-5, а). Переменная составляющая остаточной ЭДС вызывается электрической асимметрией ротора и с ростом числа пар полюсов ТА уменьшается. Поскольку в счетно-решающих ТА число пар полюсов не может быть больше двух, то при изготовлении роторов этих ТА должны быть предусмотрены специальные технологические меры для обеспечения их электрической симметрии.

7-8. ТА с компенсацией изменения магнитного потока

В связи с развитием электроники и снижением габаритов усилителей разрабатываются ТА, в которых с помощью дополнительных обмоток и электронной схемы производится компенсация поперечного потока или стабилизация продольного магнитного потока возбуждения. В том и другом случае

удается получить принципиально линейную зависимость выходной ЭДС от угловой скорости.

Принципиальная электрическая схема ТА с компенсацией поперечного магнитного потока приведена на рис. 7-23. ТА этого типа по поперечной оси имеет две обмотки: K и C , соединенные параллельно через электронный усилитель с достаточно большим коэффициентом усиления. При появлении в ТА поперечного магнитного потока в сигнальной обмотке C индуцируется ЭДС, которая подается на вход усилителя.

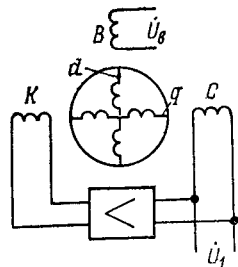


Рис. 7-23. Электрическая схема ТА с компенсацией поперечного магнитного потока

Выходные зажимы усилителя подключены к компенсационной обмотке K таким образом, что создаваемая ею НС компенсирует намагничивающую силу обмотки ротора q , образующую поперечный магнитный поток. Составим уравнения ЭДС ТА с компенсацией поперечного магнитного потока. Сигнальная обмотка C включена на усилитель с большим входным сопротивлением, ток в ней мал, и при составлении уравнений ЭДС эту обмотку можно не учитывать. При этом условии уравнения ЭДС будут аналогичны уравнениям обычного ТА (7-9). Разница будет состоять в наличии в цепи обмотки K приложенного напряжения, равного $-jx_m K_1 (\dot{I}_K + \dot{I}_q)$:

$$\begin{matrix} B \\ K \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} -Z_B + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & Z_K + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -ux_m & r + jx_m & -ux_m \\ ux_m & jx_m & ux_m & r + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_K \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ -jx_m K_1 (\dot{I}_K + \dot{I}_q) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

где K_1 — коэффициент усиления усилителя.

Переносим член $-jx_m K_1 (\dot{I}_K + \dot{I}_q)$ в левую часть и делим строку K_1 на $1 + K_1$, получаем

$$\begin{matrix} B \\ K \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} -Z_B + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & \frac{Z_K}{1 + K_1} + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -ux_m & r + jx_m & -ux_m \\ ux_m & jx_m & ux_m & r + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_K \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7-46)$$

Уравнения ЭДС ТА с компенсацией поперечного потока совпадают с уравнениями ЭДС ТА под нагрузкой (7-9) при замене в них сопротивления цепи генераторной обмотки Z_r на $Z_K/(1 + K_1)$.

Используя формулу (7-13), найдем выражение для напряжения обмотки компенсации K

$$\dot{U}_K = \dot{I}_K Z_K = \frac{\dot{U}_B \frac{Z_\Pi}{Z} x_m Z_K v}{\frac{Z_K}{1 + K_1} \left[Z_\Pi + Z_B - Z_B \left(\frac{jx_m}{Z} \right)^2 v^2 \right] + Z_\Pi (Z_B + Z_\Pi)}$$

При большом коэффициенте усиления ($K_1 > 10^3 \div 10^4$) первым членом в знаменателе можно пренебречь; тогда получим

$$\dot{U}_K = \dot{U}_B \frac{x_m Z_K}{Z (Z_B + Z_\Pi)} v. \quad (7-47)$$

Отсюда следует, что напряжение на выходе ТА в зависимости от скорости ротора изменяется линейно.

Как было показано в § 7-3, основной причиной нелинейности зависимости выходной ЭДС ТА от скорости является изменение магнитного потока, обусловленное появлением ЭДС вращения в продольном контуре ротора. С помощью электронного усилителя и вспомогательной сигнальной обмотки C можно стабилизировать продольный магнитный поток. Электрическая схема такого ТА приведена на рис. 7-24. Пренебрегая током в сигнальной обмотке C , составим уравнения ЭДС ТА, отличающиеся от уравнений (7-9) только напряжением на обмотке возбуждения:

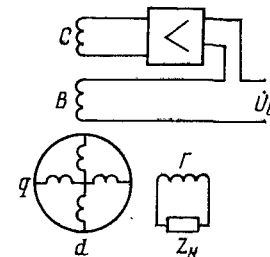


Рис. 7-24. Электрическая схема ТА со стабилизацией продольного магнитного потока

$$\begin{matrix} B \\ \Gamma \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} -Z_B + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & Z'_r + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -ux_m & r + jx_m & -ux_m \\ ux_m & jx_m & ux_m & r + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_\Gamma \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [-jx_m (\dot{I}_B + \dot{I}_d) + \dot{U}_B] K_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Переносим член $-jx_m K_1 (\dot{I}_B + \dot{I}_d)$ в левую часть и делим первую строку на $1 + K_1$, получаем

$$\begin{matrix} B \\ \Gamma \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} -\frac{Z_B}{1 + K_1} + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & Z'_r + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -ux_m & r + jx_m & -ux_m \\ ux_m & jx_m & ux_m & r + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_B \\ \dot{I}_\Gamma \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} I_B \\ I_r \\ I_d \\ I_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{1+K_1} \dot{U}_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (7-48)$$

Уравнения (7-48) совпадают с уравнениями ЭДС (7-9) обычного ТА при замене в них Z_B на $\frac{Z_B}{1+K_1}$ и $\dot{U}_B$ на $\frac{K_1}{1+K_1} \dot{U}_B \approx \dot{U}_B$. Это означает, что введение усилителя эквивалентно уменьшению собственных параметров обмотки возбуждения в $1+K_1$ раз. Используя формулу (7-13), найдем напряжение на генераторной обмотке

$$\begin{aligned} \dot{U}_r &= I_r Z_n = \\ &= \frac{\dot{U}_B (Z_n/Z) x_m Z_n v}{(Z_r + Z_n) \left[Z_n + \frac{Z_B}{1+K_1} - \frac{Z_B}{1+K_1} \left(\frac{j x_m}{Z} \right)^2 v^2 \right] + Z_n \left(\frac{Z_B}{1+K_1} + Z_n \right)} \end{aligned}$$

При достаточно большом коэффициенте усиления ($K_1 > 10^3 \div 10^4$) членом $Z_B/(1+K_1)$ в знаменателе можно пренебречь; тогда получим

$$\dot{U}_r = \dot{U}_B \frac{(x_m/Z) v}{1 + (Z_r + Z_n)/Z_n}. \quad (7-49)$$

В частности, для режима холостого хода ($Z_n = \infty$)

$$\dot{E}_r = \dot{U}_B \frac{x_m}{r + j x_m} v. \quad (7-50)$$

Полученные формулы указывают на принципиальную возможность линейной зависимости выходной ЭДС от скорости при стабилизации продольного магнитного потока.

7-9. Тахогенераторы постоянного тока

В качестве тахогенераторов постоянного тока (ТП) используются электрические машины постоянного тока малой мощности с возбуждением от постоянных магнитов или независимым электромагнитным возбуждением. Это, как правило, двухполюсные машины без добавочных полюсов, у которых для повышения линейности зависимости выходного напряжения от угловой скорости предусмотрены определенные конструктивные меры (рис. 7-25): 1) скос пазов якоря на одно зубцовое деление с целью исключения пульсаций магнитного потока; 2) шихтованные пакеты статора и ротора для уменьшения потерь от вихревых токов; 3) большое число коллекторных пластин, специальные щетки и материал коллектора для снижения пульсаций выходной ЭДС и надежного контакта; 4) выбор относительно большого значения l/D с целью снижения момента инерции ротора и момента трения в опорах.

Для исключения пульсаций магнитного потока и потерь от вихревых токов в некоторых типах ТП применяется полый якорь в виде пластмассового стакана с запрессованной в него обмоткой

якоря (рис. 7-26). Обычно такая конструкция машины выполняется при возбуждении от постоянных магнитов, так как воздушный зазор в этом ТП довольно большой и при электромагнитном возбуждении была бы необходима значительная НС обмотки. Рассмотрим основные величины, характеризующие работу ТП.

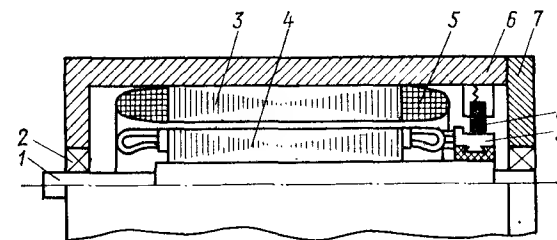


Рис. 7-25. Конструктивная схема ТП с барабанным якорем

1 — вал; 2 — подшипник; 3 — магнитопровод статора (явнополюсный); 4 — якорь с обмоткой; 5 — обмотка возбуждения; 6 — корпус; 7 — подшипниковый щит; 8 — щетка; 9 — коллектор

Выходная характеристика ТП — это зависимость напряжения на якоре от скорости и сопротивления нагрузки. Найдем эту зависимость для идеального ТП, у которого магнитный поток полю-

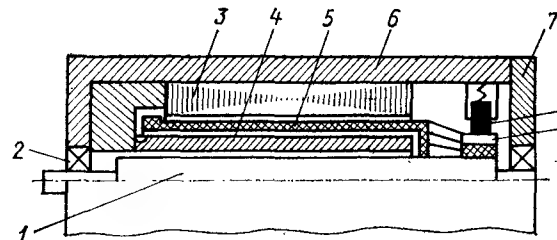


Рис. 7-26. Конструктивная схема ТП с полым якорем

1 — вал; 2 — подшипник; 3 — кольцевой магнитопровод статора; 4 — постоянный магнит с цилиндрическим отверстием; 5 — полый якорь; 6 — корпус; 7 — подшипниковый щит; 8 — щетка; 9 — коллектор

сов постоянен, реакция якоря и коммутационных токов пренебрежимо мала, а падение напряжения в щеточном контакте равно нулю.

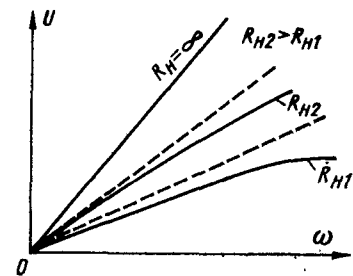
Уравнение ЭДС цепи якоря $U_{нд} = E_0 - I r_a$. Но $E_0 = C \Phi_0 \omega_p$; $I = U_{нд}/R_n$. Отсюда

$$U_{нд} = \frac{C \Phi_0}{1 + r_a/R_n} \omega_p. \quad (7-51)$$

На рис. 7-27 штриховой линией проведены зависимости $U_{нд} = f(\omega_p)$ для идеального ТП при различных R_n . В действительности

сформулированные выше допущения для идеальных ТП в реальных ТП не выполняются, что приводит к искажению линейной зависимости, которое тем больше, чем ниже сопротивление нагрузки (сплошные кривые на рис. 7-27).

Погрешности ТП и методы их уменьшения. Отклонение выходной характеристики от линейной называется основной погрешностью ТП. Она обусловлена реакцией якоря и коммутационными токами, ослабляющими магнитный поток полюсов, а также падением напряжения под щетками. Для оценки этой погрешности составим уравнение ЭДС ТП с учетом указанных факторов:



Считая магнитную цепь ненасыщенной, можно принять

$$U = C\Phi\omega_p - I r_a - \Delta U_{щ}. \quad (7-52)$$

Считая магнитную цепь ненасыщенной, можно принять

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_{pa} = \Phi_0 - k_1 I,$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

Рис. 7-27. Выходные характеристики ТП

Подставляя последнее выражение в (7-52) и заменяя I на U/R_H , получаем

$$U = C\Phi_0\omega_p - Ck_1 \frac{U}{R_H} \omega_p - \frac{r_a}{R_H} U - \Delta U_{щ}.$$

Решая это уравнение относительно U , находим

$$U = \frac{C\Phi_0\omega_p - \Delta U_{щ}}{1 + r_a/R_H + (Ck_1/R_H)\omega_p}.$$

Полагая, что $(Ck_1/R_H)\omega_p \ll 1$, будем иметь

$$U = \frac{C\Phi_0\omega_p - \Delta U_{щ}}{1 + r_a/R_H} \left(1 - \frac{Ck_1\omega_p}{r_a + R_H}\right). \quad (7-53)$$

Относительную погрешность выходной характеристики ТП определим по формуле

$$\epsilon_u = (U_{ид} - U)/U_{ид. макс.}$$

Подставляя сюда выражение (7-53) и пренебрегая членом $\frac{\Delta U_{щ} Ck_1\omega_p}{r_a + R_H}$, получаем

$$\epsilon_u = \frac{\Delta U_{щ}}{C\Phi_0\omega_{p. макс}} + \frac{Ck_1\omega_p^2}{\Phi_0\omega_{p. макс}(r_a + R_H)}, \quad (7-54)$$

где $\omega_{p. макс}$ — максимальная угловая скорость ротора ТП.

Для уменьшения первой составляющей погрешности применяются металлизированные щетки с малым падением напряжения переходного контакта $\Delta U_{щ}$; в прецизионных ТП коллектор выпол-

няют из коррозионно-стойких материалов (никель, серебро). Вторая составляющая основной погрешности может быть уменьшена применением добавочных полюсов, увеличением воздушного зазора, выбором формы полюсных наконечников и ширины щеток.

В ТП с постоянными магнитами влияние реакции якоря и коммутационных токов можно снизить выбором соответствующего положения рабочей точки на кривой возврата магнита.

На работу ТП постоянного тока существенное влияние оказывают технологические погрешности, обусловленные несимметрией воздушного зазора (эксцентриситет, различие в магнитных свойствах полюсов) и неточностью скоса пазов.

Несимметрия воздушного зазора приводит к пульсациям выходной ЭДС с частотой, равной или кратной угловой скорости ротора. Эти пульсации называют

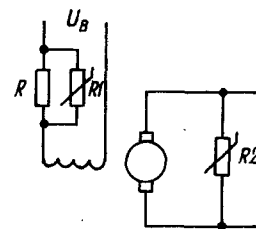


Рис. 7-28. Схема температурной компенсации ТП

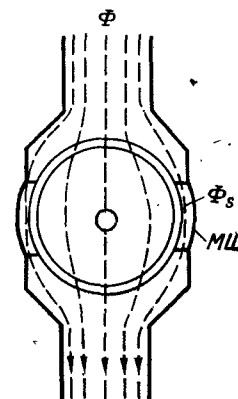


Рис. 7-29. Стабилизация магнитного потока с помощью теплочувствительного магнитного шунта

полюсными в отличие от оборотных пульсаций ЭДС, вносимых соединительной муфтой. Для уменьшения полюсных пульсаций применяют специальную технологию: шлифовку поверхности якоря в собственных подшипниках, расточку полюсов в сборке со станиной, обработку посадочных поверхностей под подшипниковые щиты с одной установки на станке, веерную сборку якоря, специальную шихтовку полюсов и т. п. Зубцовые пульсации ЭДС связаны с колебаниями магнитной проводимости полюса из-за наличия пазов на якоре. Угловая частота пульсаций равна $z_p\omega_p$. Для уменьшения зубцовых пульсаций увеличивают воздушный зазор, применяют скос паза по винтовой линии на одно зубцовое деление, а также магнитные клинья.

Отмеченные технологические погрешности ТП практически отсутствуют в ТП с полым якорем: по этой причине прецизионные ТП выполняются с якорем в виде пластмассового стакана с обмоткой из тонкого провода.

Кроме основной и технологической погрешности ТП существует дополнительная погрешность, обусловленная главным образом изменением температуры окружающей среды. Для уменьше-

ния этой погрешности в ТП с электромагнитным возбуждением последовательно с обмоткой возбуждения включается терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом (рис. 7-28) или же применяются теплочувствительные магнитные шунты *МШ* (рис. 7-29), изготовленные из сплавов, изменяющих свою магнитную проводимость при нагреве машины; с ростом температуры сопротивление магнитного шунта растет, что приводит к стабилизации потока, замыкающегося через якорь.

Тахогенератор постоянного тока имеет определенные преимущества и недостатки по сравнению с асинхронным тахогенератором.

Основные преимущества ТП: 1) отсутствие остаточной ЭДС при неподвижном роторе; 2) работа в компенсационных схемах без фазирования выходной ЭДС; 3) большая крутизна выходной ЭДС; 4) более простые методы компенсации температурных погрешностей.

Недостатки: 1) наличие щеток и коллектора приводит к снижению срока службы и надежности ТП; 2) в процессе коммутации в выходных цепях появляются высокочастотные помехи, ограничивающие применение ТП в некоторых схемах; 3) большой момент сухого трения, что исключает применение ТП постоянного тока в прецизионных интеграторах.

7-10. Синхронные тахогенераторы

Синхронные тахогенераторы по принципу действия аналогичны обычным синхронным генераторам, используемым для преобразования механической энергии в электрическую. В качестве тахогенераторов наиболее часто применяются два типа синхронных машин: синхронные генераторы с магнитоэлектрическим возбуждением и индукторные генераторы повышенной частоты с электромагнитным возбуждением. Принципиальные схемы указанных тахогенераторов приведены на рис. 7-30 и 7-31. Обмотки статора выполняются однофазными или трехфазными.

Однофазные обмотки применяются в тахогенераторах, у которых выходной величиной, характеризующей скорость ротора, является частота ЭДС. Трехфазные обмотки целесообразно применять в тахогенераторах, выходной величиной которых является напряжение на зажимах при заданном сопротивлении нагрузки; в этом случае напряжение предварительно выпрямляют с помощью полупроводниковых диодов.

В синхронных тахогенераторах, выполненных по типу обычных синхронных машин, наблюдаются те же основные погрешности,

что и в ТП: зависимость выходной ЭДС от нагрузки, низкочастотные пульсации ЭДС от несимметрии воздушного зазора, зубцовые пульсации, зависимость ЭДС от изменения температуры. Для уменьшения этих погрешностей применяются такие же меры, как и в ТП.

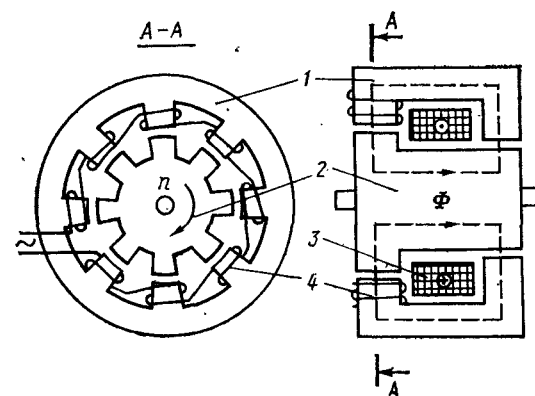


Рис. 7-31. Индукторный тахогенератор повышенной частоты

1 — статор; 2 — ротор; 3 — обмотка возбуждения; 4 — генераторная обмотка

В индукторных тахогенераторах повышенной частоты низкочастотные пульсации практически отсутствуют, а зубцовые пульсации благодаря их высокой частоте могут быть сглажены с помощью малоинерционного *RC*-фильтра.

Для уменьшения зависимости ЭДС от изменения температуры рабочая точка кривой намагничивания (А на рис. 7-32) выбирается в зоне насыщения.

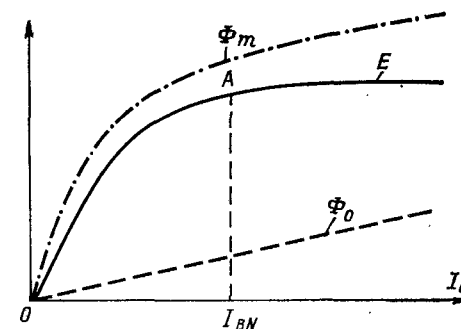


Рис. 7-32. Характеристика намагничивания индукторного генератора

Внешняя характеристика индукторного тахогенератора так же, как и обычного синхронного, — резко падающая, поэтому тахогенераторы этого типа должны работать на постоянное сопротивление нагрузки.

Теоретические основы работы у синхронных тахогенераторов и у синхронных генераторов обычного исполнения одни и те же и хорошо известны из общего курса электрических машин, поэтому в настоящей книге они не рассматриваются.

СЕЛЬСИНЫ

8-1. Общие сведения

Системы, используемые для дистанционной передачи угла, называются синхронными передачами. Они состоят из датчика, приемника и линии связи между ними. По своим функциям синхронные передачи разделяются на индикаторные, имеющие на валу приемника только указатель, и измерительные, предназначенные для измерения и индикации угла рассогласования между валами датчика и приемника.

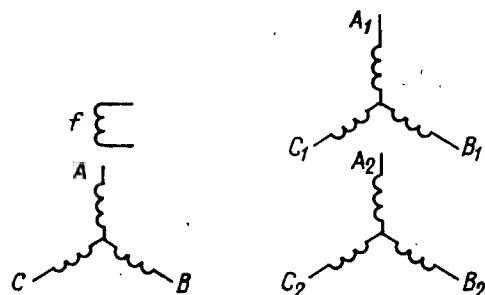


Рис. 8-1. Электрическая схема однофазного сельсина

f — обмотка возбуждения (управления); ABC — трехфазная обмотка синхронизации

Рис. 8-2. Электрическая схема дифференциального сельсина

В зависимости от рода тока различают синхронные передачи на постоянном токе, многофазном переменном и однофазном переменном токе. Синхронная передача называется самосинхронизирующейся, если каждому положению вала датчика соответствует вполне определенное положение вала приемника. В автоматике наибольшее распространение получили самосинхронизирующиеся передачи на однофазном переменном токе.

Сельсинами называют индукционные электрические машины, используемые в самосинхронизирующихся синхронных передачах однофазного переменного тока. В зависимости от функций, выполняемых сельсинами в системах синхронной связи, различают: сельсины-датчики (СД), индикаторные сельсины-приемники (СП), трансформаторные сельсины-приемники, дифференциальные сельсины-датчики и сельсины-приемники.

По конструкции первые три группы сельсинов практически идентичны; они имеют обычно трехфазную синхронизирующую обмотку на статоре и однофазную обмотку возбуждения f или управления (для третьего типа) на роторе (рис. 8-1). Дифференциальные сель-

сины имеют трехфазные обмотки как на статоре, так и на роторе (рис. 8-2). С целью самосинхронизации сельсины выполняются как двухполюсные электрические машины.

По типу токоподвода к ротору сельсины делятся на контактные и бесконтактные. В контактных сельсинах токоподвод к обмотке ротора осуществляется с помощью контактных колец и щеток (рис. 8-3). В бесконтактных сельсинах наибольшее распростра-

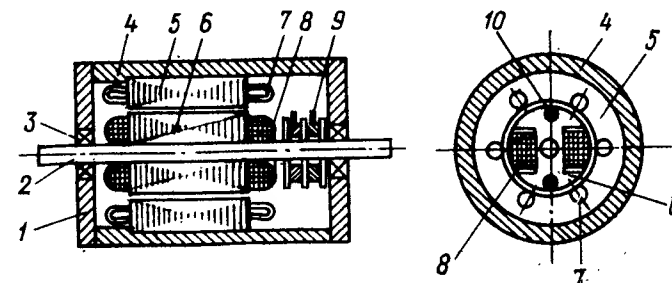


Рис. 8-3. Конструктивная схема контактного сельсина
1 — крышки; 2 — вал; 3 — подшипник; 4 — корпус; 5 — пакет статора; 6 — пакет ротора; 7 — трехфазная синхронизирующая обмотка; 8 — обмотка возбуждения; 9 — контактное кольцо со щеткой; 10 — демпферная обмотка

нение получили две модификации: неявнополюсные сельсины с кольцевым трансформатором и явнополюсные сельсины конструкции Иосифьяна—Свечарника. Неявнополюсный сельсин с кольцевым трансформатором (рис. 8-4) имеет магнитопровод статора с трехфазной обмоткой синхронизации и неявнополюсный магнитопровод ротора, в пазах которого размещается однофазная обмотка, соединенная по схеме, указанной на рис. 8-18. В отличие от ротора контактного сельсина здесь обмотка ротора соединяется с выводными зажимами с помощью кольцевого трансформатора (КТ), магнитопровод которого выполнен из составных шихтованных сердечников или феррита.

Бесконтактный сельсин конструкции Иосифьяна—Свечарника (рис. 8-5) имеет такой же статор (7), что и контактный сельсин. Ротор (5) явнополюсный, состоит из двух Г-образных шихтованных магнитопроводов, соединенных немагнитным заполнителем — пластмассой или алюминиевым сплавом (6); обмотка возбуждения

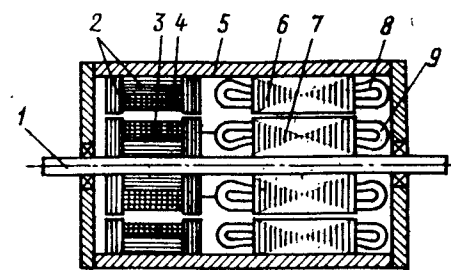


Рис. 8-4. Бесконтактный неявнополюсный сельсин с кольцевым трансформатором

1 — вал ротора; 2 — магнитопровод кольцевого трансформатора (КТ); 3 — вторичная обмотка КТ; 4 — первичная обмотка КТ; 5 — корпус; 6 — пакет статора; 7 — пакет ротора; 8 — обмотка синхронизации; 9 — обмотка возбуждения

(2) выполнена из двух кольцевых катушек, она создает НС, направленную по оси сельсина. Для замыкания магнитного потока возбуждения предусмотрены два кольцевых магнитопровода (1) и внешние магнитопроводы (3). Пути магнитного потока сельсина указаны стрелками. По отношению к статору ротор представляет собою двухполюсную систему: при повороте ротора поворачивается ось магнитного потока, обмотка же возбуждения остается неподвижной. Поскольку магнитный поток пересекает листы пакетов статора и кольцевых магнитопроводов, то для исключения в них короткозамкнутых токов предусмотрены разрезы (8), см. также рис. 8-20.

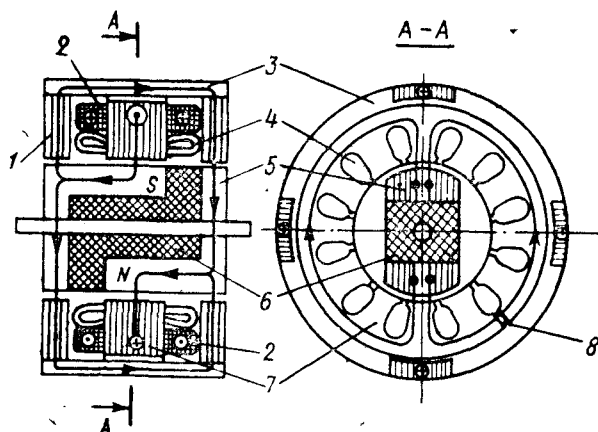


Рис. 8-5. Бесконтактный явнополюсный сельсин конструкции Иосифьяна—Свечарника

1 — кольцевой магнитопровод; 2 — обмотка возбуждения; 3 — внешний магнитопровод; 4 — трехфазная обмотка синхронизации; 5 — ротор; 6 — пластмассовый заполнитель; 7 — статор; 8 — разрез

В системах синхронной передачи сельсины возбуждаются однофазным переменным током, поэтому в каждом из сельсинов независимо от его функции образуется пульсирующий магнитный поток, индуцирующий в обмотках синхронизации трансформаторную ЭДС, пропорциональную косинусу угла (α) между осью фазы обмотки синхронизации и направлением магнитного потока. Так, например, при питании обмотки возбуждения сельсина переменным током (рис. 8-6) ЭДС, индуцируемые в фазах обмотки синхронизации, выражаются формулами:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A &= \dot{E}_\Phi \cos \alpha; \\ \dot{E}_B &= \dot{E}_\Phi \cos (\alpha - 120^\circ); \\ \dot{E}_C &= \dot{E}_\Phi \cos (\alpha + 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (8-1)$$

где $\dot{E}_\Phi$ — наибольшее значение ЭДС фазы.

ЭДС на зажимах обмотки синхронизации получается как разность соответствующих фазных ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{AB} &= \dot{E}_B - \dot{E}_A = \sqrt{3} \dot{E}_\Phi \sin (\alpha - 60^\circ); \\ \dot{E}_{BC} &= \dot{E}_C - \dot{E}_B = -\sqrt{3} \dot{E}_\Phi \sin \alpha; \\ \dot{E}_{CA} &= \dot{E}_A - \dot{E}_C = \sqrt{3} \dot{E}_\Phi \sin (\alpha + 60^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (8-2)$$

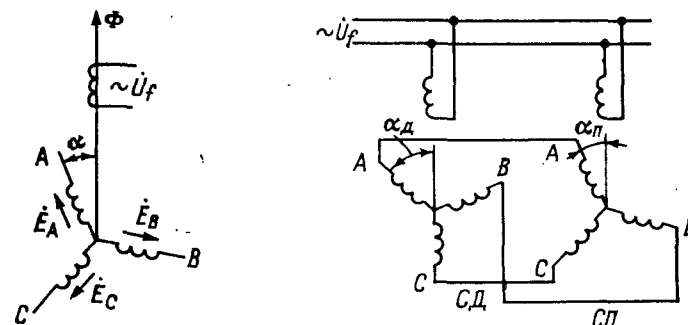


Рис. 8-6. Образование трансформаторных ЭДС в однофазном сельсине

Рис. 8-7. Электрическая схема индикаторной синхронной передачи

В индикаторной синхронной передаче (рис. 8-7) обмотки возбуждения одностипных датчика и приемника подключают к одной сети переменного тока. В согласованном положении, когда обмотки возбуждения датчика и приемника занимают одинаковое положение по отношению к соответствующим трехфазным обмоткам, токи в цепи синхронизации отсутствуют, так как ЭДС на обмотках датчика и приемника одинаковы. При рассогласовании датчика и приемника на некоторый угол $\theta = \alpha_d - \alpha_n$ в цепи синхронизации появляются уравнивающие токи. В результате взаимодействия их с магнитными потоками приемника возникает синхронизирующий момент, под воздействием которого приемник приходит в согласованное положение с датчиком. Поскольку синхронизирующий момент появляется за счет электромагнитных процессов в системе синхронной передачи, то индикаторную синхронную передачу иногда называют системой синхронной передачи с внутренней синхронизацией.

Работу сельсина-приемника в индикаторной синхронной передаче характеризуют следующими величинами: 1) зависимостью синхронизирующего момента M_c от угла рассогласования θ (рис. 8-8); 2) максимальным $M_{c\max}$ и удельным $m = \frac{dM}{d\theta} \Big|_{\theta=0}$ синхронизирующим моментом (удельный синхронизирующий момент определяют обычно как момент, приходящийся на единицу угла рассогласования).

гласования ($\theta = 1^\circ$); 3) максимальной статической ошибкой синхронной передачи в режиме поворота; 4) максимальной динамической ошибкой синхронной передачи в режиме вращения по определенному закону; 5) максимальной скоростью, при которой динамическая ошибка находится в допустимых пределах; 6) временем согласования датчика и приемника после начального рассогласования на 180° .

Кроме указанных величин, как для датчика, так и для приемника должны быть заданы: 1) номинальное напряжение возбуждения и частота сети; 2) максимальная вторичная ЭДС; 3) потребляемые токи и мощность при номинальных напряжении возбуждения и частоте.

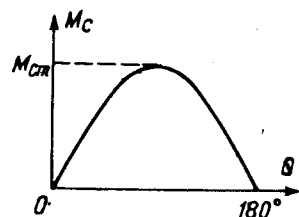


Рис. 8-8. Кривая синхронизирующего момента сельсина-приемника

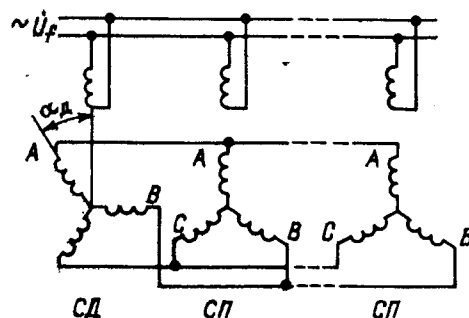


Рис. 8-9. Схема параллельной работы сельсинов в индикаторном режиме

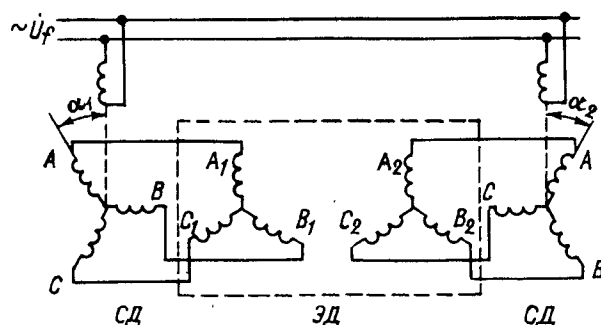


Рис. 8-10. Система индикаторной синхронной передачи с дифференциальным сельсином-приемником

Индикаторная синхронная передача может быть выполнена для параллельной работы нескольких приемников от одного датчика (рис. 8-9) и для работы дифференциального сельсина-приемника (электрического дифференциала ЭД) от двух датчиков (рис. 8-10).

В трансформаторной синхронной передаче (рис. 8-11) обмотка возбуждения сельсина-датчика подключена к сети переменного тока. Вторичные ЭДС представляют собой электрические сигналы, которые передаются по цепи синхронизации от датчика к прием-

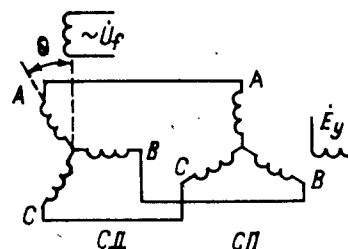


Рис. 8-11. Электрическая схема трансформаторной синхронной передачи

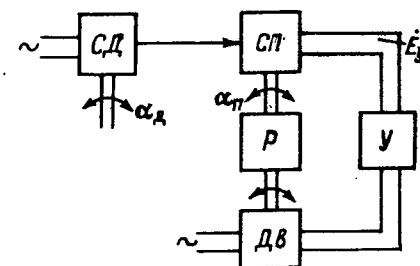


Рис. 8-12. Система синхронной передачи с внешней синхронизацией

нику. В приемнике трехфазная обмотка создает магнитный поток, ось которого занимает по отношению к трехфазной обмотке такое же положение, как и у датчика. При повороте ротора датчика на такой же угол поворачивается магнитный поток приемника; этот угол поворота можно зафиксировать по значению ЭДС управляющей обмотки приемника E_y . За согласованное положение датчика и приемника принимается такое положение, при котором ЭДС управляющей обмотки равна нулю. ЭДС управляющей обмотки после усиления ее усилителем (U) используют для управления реверсивным электродвигателем $Дв$, приводящим сельсин-приемник в согласованное положение (рис. 8-12). Иногда такого рода систему синхронной передачи называют системой с внешней синхронизацией.

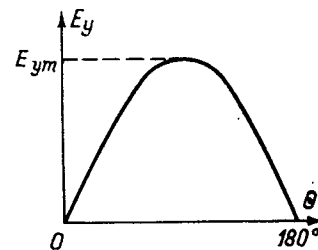


Рис. 8-13. Зависимость ЭДС управляющей обмотки от угла рассогласования

Работу сельсина-приемника в системе трансформаторной синхронной передачи характеризуют следующие величины: 1) максимальное значение и крутизна ЭДС управляющей обмотки (рис. 8-13); крутизну ЭДС обычно выражают в вольтах на градус; 2) выходное сопротивление управляющей обмотки; 3) удельная мощность в оптимальном режиме; под этой величиной понимают мощность, выделяемую в активном сопротивлении, равном выходному сопротивлению управляющей обмотки, при рассогласовании 1° ; 4) максимальная статическая погрешность в режиме поворота; 5) скоростная погрешность в режиме вращения с некоторой постоянной скоростью; 6) остаточная ЭДС управляющей обмотки.

Сельсины-датчики, используемые в индикаторных и трансформаторных синхронных передачах, характеризуются следующими данными: 1) потребляемыми током и мощностью при номинальных напряжении и частоте; 2) допустимым числом параллельно подключаемых приемников; 3) асимметрией нулевых точек, под которой понимают максимальное отклонение нулевых точек от угловых положений ротора, кратных 60° , при которых линейная ЭДС синхронизирующей обмотки равна нулю; 4) разницей во вторичных ЭДС.

8-2. Упрощенная теория индикаторной синхронной передачи

Принципиальная электрическая схема индикаторной синхронной передачи приведена на рис. 8-7. Будем для простоты считать, что датчик и приемник — однотипные сельсины. Токи в цепи синхронизации и моменты на приемнике и датчике возникают при наличии угла рассогласования $\theta = \alpha_d - \alpha_n$; при этом момент зависит только от угла рассогласования θ и не зависит от углового положения роторов датчика и приемника α_d и α_n . Поэтому для анализа электромагнитных процессов в цепи синхронизации выберем такое положение роторов датчика и приемника, при котором выражения для токов оказываются наиболее простыми. Для определения этого положения рассмотрим выражения для ЭДС, действующих в фазных цепях обмотки синхронизации:

$$\Delta \dot{E}_A = \dot{E}_{An} - \dot{E}_{Ad} = \dot{E}_\phi (\cos \alpha_n - \cos \alpha_d) = 2\dot{E}_\phi \sin \frac{\alpha_n + \alpha_d}{2} \times$$

$$\times \sin \frac{\alpha_d - \alpha_n}{2} = 2\dot{E}_\phi \sin \frac{\alpha_n + \alpha_d}{2} \sin \frac{\theta}{2};$$

$$\Delta \dot{E}_B = \dot{E}_{Bn} - \dot{E}_{Bd} = \dot{E}_\phi [\cos (\alpha_n - 120^\circ) - \cos (\alpha_d - 120^\circ)] =$$

$$= 2\dot{E}_\phi \sin \left(\frac{\alpha_d + \alpha_n}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\alpha_d - \alpha_n}{2} =$$

$$= 2\dot{E}_\phi \sin \left(\frac{\alpha_d + \alpha_n}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2};$$

$$\Delta \dot{E}_C = \dot{E}_{Cn} - \dot{E}_{Cd} = \dot{E}_\phi [\cos (\alpha_n + 120^\circ) - \cos (\alpha_d + 120^\circ)] =$$

$$= 2\dot{E}_\phi \sin \left(\frac{\alpha_d + \alpha_n}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\alpha_d - \alpha_n}{2} =$$

$$= 2\dot{E}_\phi \sin \left(\frac{\alpha_d + \alpha_n}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}.$$

Полученные выражения показывают, что ЭДС в фазных цепях пропорциональны $\sin (\theta/2)$ и зависят от полусуммы углов датчика и приемника $(\alpha_d + \alpha_n)/2$. Выражения для ЭДС существенно упро-

стятся, если принять $(\alpha_d + \alpha_n)/2 = 90^\circ$, т. е. $\alpha_d = 90^\circ + \theta/2$, а $\alpha_n = 90^\circ - \theta/2$.

Электрическая схема, соответствующая этому положению роторов, приведена на рис. 8-14, а; в отличие от схемы, данной на рис. 8-7, здесь введен в цепь синхронизации нулевой провод, который, как будет показано ниже, имеет чисто условное значение.

Имеем

$$\left. \begin{aligned} \Delta \dot{E}_A &= 2\dot{E}_\phi \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta \dot{E}_B &= -\dot{E}_\phi \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta \dot{E}_C &= -\dot{E}_\phi \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (8-3)$$

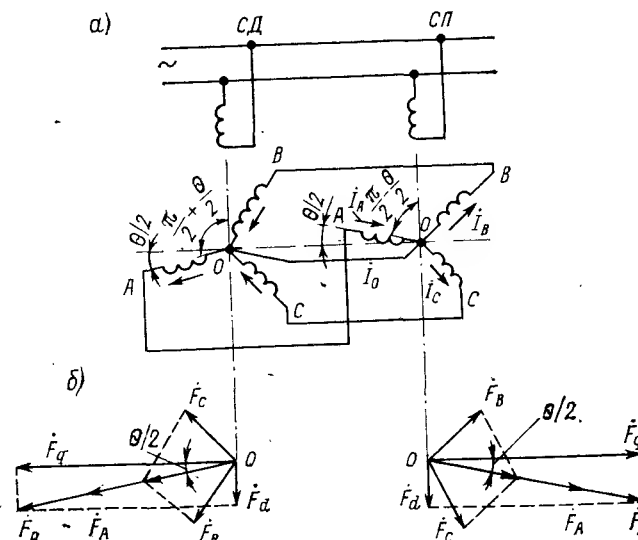


Рис. 8-14. Токи НС датчика и приемника при рассогласовании на угол θ : а — направление токов в обмотках сельсинов; б — векторные диаграммы НС

Уравнительные токи, протекающие в фазах, будут

$$\left. \begin{aligned} i_A &= \frac{\Delta \dot{E}_A}{2Z_\phi} = \frac{\dot{E}_\phi}{Z_\phi} \sin \frac{\theta}{2}; \\ i_B &= \frac{\Delta \dot{E}_B}{2Z_\phi} = -\frac{\dot{E}_\phi}{2Z_\phi} \sin \frac{\theta}{2}; \\ i_C &= \frac{\Delta \dot{E}_C}{2Z_\phi} = -\frac{\dot{E}_\phi}{2Z_\phi} \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (8-4)$$

Из полученных выражений для токов следует: ток в нулевом проводе $I_0 = I_A + I_B + I_C = 0$ и введен только для упрощения пояснений; ток в фазе A в два раза превышает токи в фазах B и C ; при этом направления токов в фазах B и C ему противоположны.

На рис. 8-14, б построены векторные диаграммы НС обмоток синхронизации датчика и приемника. Как видно из рисунка, по направлению результирующая НС совпадает с НС фазы A , по которой протекает максимальный ток, и превышает ее в $3/2$ раза. Результирующая НС обмотки синхронизации

$$\dot{F}_p = \frac{3}{2} \dot{F}_A = \frac{3}{2} \cdot 1,8 \omega_{\Phi} k_{об} I_A = 2,7 \frac{\dot{E}_{\Phi} \omega_{\Phi} k_{об}}{Z_{\Phi}} \sin \frac{\theta}{2}. \quad (8-5)$$

Здесь ω_{Φ} и $k_{об}$ — число витков и обмоточный коэффициент фазы обмотки синхронизации. Разложим результирующие НС датчика и приемника по двум осям: продольной, совпадающей с осью обмотки возбуждения, и поперечной, перпендикулярной ей. Продольная составляющая НС

$$\dot{F}_d = \dot{F}_p \sin \frac{\theta}{2} = 1,35 \frac{\dot{E}_{\Phi} \omega_{\Phi} k_{об}}{Z_{\Phi}} (1 - \cos \theta). \quad (8-6)$$

Поперечная составляющая НС

$$\dot{F}_q = \dot{F}_p \cos \frac{\theta}{2} = 1,35 \frac{\dot{E}_{\Phi} \omega_{\Phi} k_{об}}{Z_{\Phi}} \sin \theta. \quad (8-7)$$

Продольные составляющие НС датчика и приемника направлены навстречу НС обмоток возбуждения. Поперечные составляющие НС образуют поперечные магнитные потоки. При малых углах рассогласования продольная составляющая НС значительно меньше поперечной. Например, при $\theta = 5^\circ$

$$\frac{F_d}{F_q} = \frac{1 - \cos 5^\circ}{\sin 5^\circ} = 0,026.$$

Аналогично можно ввести понятие о продольном и поперечном токах, подразумевая под этим такие уравнивающие токи, которые создают продольную и поперечную НС:

$$I_d = \frac{3}{2} I_A \sin \frac{\theta}{2} = \frac{3}{4} \frac{\dot{E}_{\Phi}}{Z_{\Phi}} (1 - \cos \theta); \quad (8-8)$$

$$I_q = \frac{3}{2} I_A \cos \frac{\theta}{2} = \frac{3}{4} \frac{\dot{E}_{\Phi}}{Z_{\Phi}} \sin \theta. \quad (8-9)$$

На рис. 8-15, а приведена векторная диаграмма токов и напряжений для продольной оси датчика. Продольный магнитный поток Φ_d и ток I_0 совпадают по фазе. ЭДС в цепи синхронизации $2 \dot{E}_{\Phi} \sin (\theta/2)$ и ЭДС обмотки возбуждения отстают по фазе от магнитного потока на 90° . Ток I_d отстает от ЭДС на угол φ_{Φ} , который

определяется активной и реактивной частью сопротивления Z_{Φ} . Первичный ток I_f равен сумме тока холостого хода и приведенного продольного тока I'_d , идущего на компенсацию размагничивающего действия продольной НС. Сумма противо-ЭДС — $\dot{E}_f$ и падений напряжений на активной и реактивной составляющих сопротивления обмотки возбуждения равна приложенному напряжению. Как видно из рис. 8-15, а, векторная диаграмма по продольной оси сельсина аналогична векторной диаграмме двухобмоточного трансформатора, в котором роль тока нагрузки выполняет продольный ток цепи синхронизации.

На рис. 8-15, б приведена векторная диаграмма для поперечной

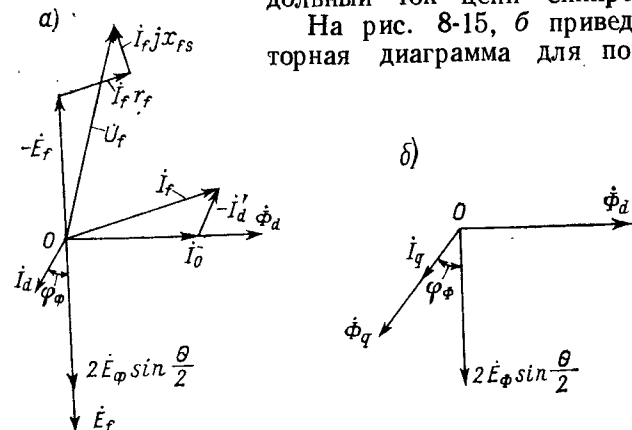


Рис. 8-15. Векторные диаграммы сельсина-датчика: а — для продольной оси; б — для поперечной оси

оси сельсина-датчика. Поперечный ток I_q имеет ту же фазу, что и продольный ток I_d , так как они являются проекциями одного и того же тока на поперечную и продольную оси. Поперечный магнитный поток совпадает по фазе с током I_q . При малых углах рассогласования уравнивающий ток в цепи синхронизации имеет максимальное значение в фазе A , ось которой почти совпадает с поперечной осью, и вся обмотка синхронизации создает в основном поперечную НС. Поэтому под сопротивлением Z_{Φ} , которое использовалось в уравнениях (8-6) — (8-9), следует понимать полное сопротивление фазы при совпадении ее оси с поперечной осью. Как известно из теории синхронных машин, это сопротивление называется поперечным сопротивлением фазы и обозначается Z_q .

Найдем выражение для момента. Оно получается как разность моментов, создаваемых взаимодействием продольного магнитного потока с поперечным током и поперечного магнитного потока с продольным током:

$$M = \Psi_d I_q \cos(\widehat{\Psi_d, I_q}) - \Psi_q I_d \cos(\widehat{\Psi_q, I_d}). \quad (8-10)$$

Здесь Ψ_d и Ψ_q — потокосцепления фазы, создаваемые магнитными потоками Φ_d и Φ_q .

При малом угле рассогласования $I_d \ll I_q$ и вторым членом в этой формуле можно пренебречь. Из векторной диаграммы на рис. 8-15, б ясно, что

$$\cos(\widehat{\Psi_d, I_q}) = \sin(\widehat{E_\Phi, I_q}) = x_q/z_q. \quad (8-11)$$

Подставляя выражения (8-9) и (8-11) в формулу (8-10) и учитывая, что $E_\Phi = \Psi_{d\omega}$, получаем (в ньютон-метрах)

$$M = \frac{E_\Phi}{\omega} \frac{3}{4} \frac{E_\Phi}{|Z_q|} \sin \theta \frac{x_q}{|Z_q|} = \frac{3E_\Phi^2}{8\pi f} \frac{x_q \sin \theta}{r_q^2 + x_q^2}. \quad (8-12)$$

Удельный синхронизирующий момент (в Н·м/рад)

$$m = \left. \frac{dM}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \frac{3E_\Phi^2}{8\pi f} \frac{x_q}{r_q^2 + x_q^2}. \quad (8-13)$$

Для получения удельного синхронизирующего момента в Г·см/...° выражение (8-13) надо умножить на множитель $\frac{1,02 \cdot 10^4}{180/\pi}$.

В результате получим

$$m = \frac{21,2}{f} E_\Phi^2 \frac{x_q}{r_q^2 + x_q^2}. \quad (8-14)$$

Это одна из основных формул теории индикаторной синхронной передачи.

8-3. Зависимость удельного момента от параметров сельсина. Особенности устройства сельсинов

Формула (8-14) показывает, что при заданных частоте сети и магнитном потоке Φ_d , определяющим фазную ЭДС, удельный синхронизирующий момент существенно зависит от соотношения между параметрами r_q и x_q . Удельный момент имеет наибольшее значение, если $x_q = r_q$, т. е. индуктивное сопротивление фазы по поперечной оси равно ее активному сопротивлению. Для получения необходимого значения x_q при конструировании сельсина применяются два способа: 1) уменьшение полюсной дуги в явнополюсных сельсинах; 2) размещение на роторе короткозамкнутого демпферного контура вдоль поперечной оси для явнополюсных и неявнополюсных сельсинов.

При реализации этих способов надо иметь в виду следующее. Уменьшение полюсной дуги приводит к падению основного магнитного потока и, следовательно, ЭДС фазы и синхронизирующего момента. Демпферный контур по поперечной оси должен быть установлен таким образом, чтобы не демпфировать продольного магнитного потока. Следует также отметить, что такой демпфер-

ный контур приводит к увеличению активного сопротивления фазы по поперечной оси r'_q . При наличии демпферного контура полное сопротивление фазы по поперечной оси определяют, исходя из схемы замещения, приведенной на рис. 8-16. Положительным качеством демпферного контура, кроме уменьшения x'_q , является ускорение затухания колебаний при согласовании сельсинов (см. § 8-6). Поэтому выбор оптимального демпферного контура и его параметров представляет собой довольно сложную задачу.

В явнополюсных сельсинах демпферный контур выполняется в виде короткозамкнутого витка 2, плоскость которого совпадает с направлением основного магнитного потока (рис. 8-17). У неявнополюсных сельсинов обмотка ротора выполняется двухфазной или трехфазной. При двухфазном исполнении одна из фаз является обмоткой возбуждения, а перпендикулярная ей фаза — демпферной обмоткой. При трехфазном исполнении фазы соединяются согласно схеме, приведенной на рис. 8-18. Нетрудно видеть, что при такой схеме включения все фазы выполняют функции демпферного контура, так как они замкнуты накоротко по отношению к поперечному магнитному потоку.

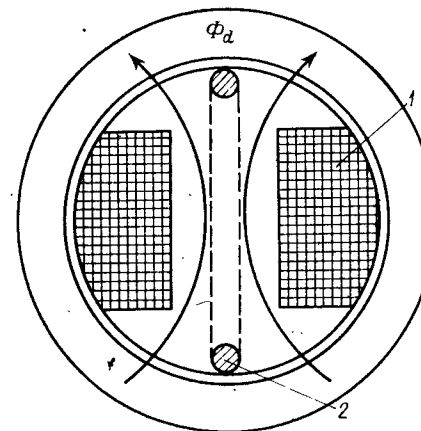


Рис. 8-16. Схема для определения параметров фазы сельсина по поперечной оси

Рис. 8-17. Демпферный контур в явнополюсном контактном сельсине
1 — обмотка возбуждения; 2 — демпферная обмотка

ный к продольному магнитному потоку они являются короткозамкнутыми витками, что может вызвать нежелательный нагрев пакетов статора и кольцевых магнитопроводов. Для исключения этого явления листы стали делают разрезными (рис. 8-20). При верной сборке пакетов и торов это не нарушает их механической прочности.

В заключение настоящего параграфа рассмотрим зависимость удельного синхронизирующего момента от частоты сети. Учитывая, что

$$E_\Phi = 4,44\Phi_d f \omega_{\Phi, \text{эф}} \quad \text{и} \quad x_q = 2\pi f \lambda_q \omega_{\Phi, \text{эф}}^2$$

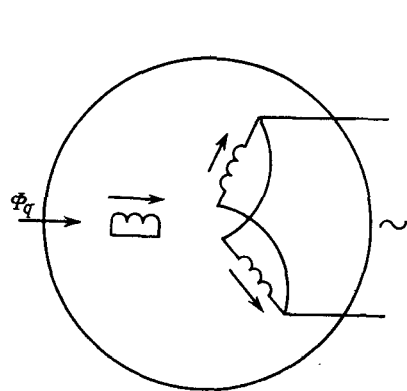


Рис. 8-18. Образование демпферных контуров и обмотки возбуждения из трех фаз ротора

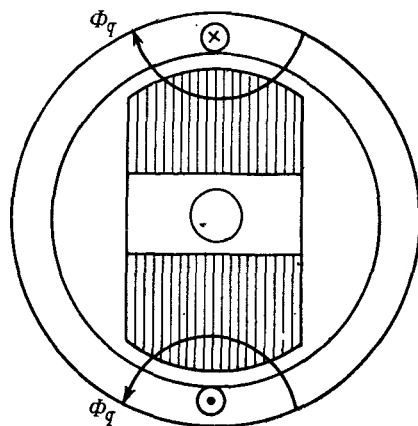


Рис. 8-19. Демпфирование поперечного магнитного потока в бесконтактном сельсине Иосифьяна—Свечарника

(где $\omega_{\Phi, \text{эф}}$ — эффективное число витков фазы синхронизирующей обмотки; λ_q — магнитная проводимость по поперечной оси), фор-

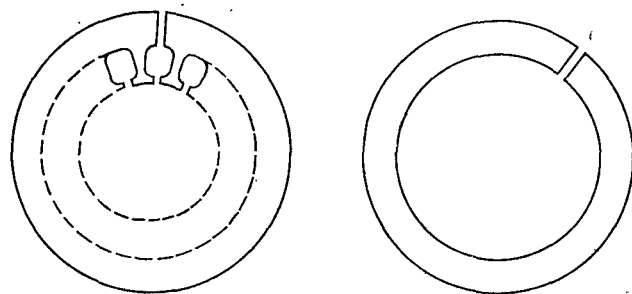


Рис. 8-20. Листы пакетов стали ротора и кольцевого магнитопровода бесконтактного сельсина

мулу (8-14) запишем в виде

$$m = A_1 \Phi_d^2 \frac{1}{1 + (r_q/x_q)^2},$$

где $A_1 = 66,6/\lambda_q$.

Из полученной формулы на первый взгляд следует, что при увеличении частоты удельный синхронизирующий момент всегда растет; на самом деле это не совсем так. По условиям теплового

режима с увеличением частоты необходимо уменьшать магнитный поток, поэтому зависимость удельного момента от частоты оказывается связанной с габаритами сельсина.

Рассмотрим сельсины различных габаритов, спроектированные для работы на промышленной частоте. Данные расчета, а также ранее выполненные образцы сельсинов показывают, что при диаметре корпуса $D_k < 40$ мм и $r'_q > x'_q$ тепловой режим в машине в основном определяется потерями в обмотке возбуждения; при $D_k > 60$ мм оказывается, что $r'_q \leq x'_q$ и на тепловой режим существенное влияние оказывают потери в стали.

Поэтому в малогабаритных сельсинах с ростом частоты магнитный поток практически остается постоянным, а отношение r'_q/x'_q уменьшается, что приводит к увеличению удельного синхронизирующего момента; в сельсинах относительно больших габаритов с ростом частоты необходимо уменьшать магнитный поток; в результате удельный синхронизирующий момент будет падать.

Из приведенных рассуждений следует, что для данного габарита существует оптимальная частота, при которой характеристики сельсина оказываются наилучшими. Поскольку при проектировании сельсинов представляется возможным варьировать многие его размеры (диаметр расточки, полюсная дуга, воздушный зазор) и параметры демпферного контура, то для каждой из частот, предусмотренной ГОСТ, можно получить вполне удовлетворительные по характеристикам сельсины в некотором интервале габаритных размеров. Так, например, сельсины промышленной частоты проектируются в корпусе диаметром от 50 до 100 мм, а сельсины повышенных частот (400—500 Гц) — диаметром от 25 до 50 мм.

8-4. Точная теория индикаторной синхронной передачи при однопольных датчике и приемнике

Схема парной синхронной передачи в индикаторном режиме с сельсинами, трехфазные обмотки которых приведены к эквивалентным двухфазным, показана на рис. 8-21. Обозначая индексом 1 величины, относящиеся к датчику, а индексом 2 — к приемнику, составим уравнения ЭДС датчика и приемника в соответствии с формулами (1-23):

$$\begin{matrix} d_1 & q_1 & d_2 & q_2 \\ \begin{matrix} d_1 \\ q_1 \\ d_2 \\ q_2 \end{matrix} \begin{bmatrix} r + jx_d(i) & -vx_q(i) & 0 & 0 \\ vx_d(i) & r + jx_q(i) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r + jx_d(i) & -vx_q(i) \\ 0 & 0 & vx_d(i) & r + jx_q(i) \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{matrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi \\ -jv\dot{E}_\Phi \\ \dot{E}_\Phi \\ -jv\dot{E}_\Phi \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8-15)$$

Поскольку к обмоткам d и q напряжение не подводится, то

$$\dot{U}_{d1} = \dot{U}_{d2} = \dot{U}_{q1} = \dot{U}_{q2} = 0.$$

Выражение для момента сельсина-приемника находится по правилам, приведенным в § 1-2:

$$M = \frac{3}{2\omega} \operatorname{Re} (\dot{B}_2 \dot{I}_2^*),$$

где $\dot{I}_2$ — вектор тока сельсина-приемника; $\dot{B}_2$ — обобщенный вектор индукции, составляющие которого равны коэффициентам при ψ в уравнении ЭДС приемника (8-15). Множитель $3/2$ обусловлен тем фактом, что в сельсинах синхронизирующая обмотка является трехфазной.

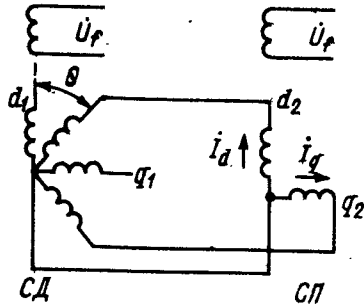


Рис. 8-21. Схема парной синхронной передачи в индикаторном режиме, приведенная к осям d и q

Развернем формулу момента:

$$M = \frac{3}{2\omega} \operatorname{Re} [j \dot{E}_\Phi \dot{I}_{q2}^* + x_d(j) \dot{I}_{d2} \dot{I}_{q2}^* - x_q(j) \dot{I}_{q2} \dot{I}_{d2}^*]. \quad (8-16)$$

Соединение обмоток датчика и приемника по схеме, приведенной на рис. 8-21, можно рассматривать как преобразование токов с матрицей преобразования

$$C = \begin{matrix} & d & q \\ \begin{matrix} d_1 \\ q_1 \\ d_2 \\ q_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} -\cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & -\cos \theta \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Используя формулы (1-28) и (1-29), из уравнений (8-15) получим

$$\begin{matrix} d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} 2r + j[x_d(j)(1 + \cos^2 \theta) + x_q(j) \sin^2 \theta] + v[x_d(j) - x_q(j)] \sin \theta \cos \theta & -j[x_d(j) - x_q(j)] \sin \theta \cos \theta - v[x_q(j)(1 + \cos^2 \theta) + x_d(j) \sin^2 \theta] \\ -j[x_d(j) - x_q(j)] \sin \theta \cos \theta + v[x_d(j)(1 + \cos^2 \theta) + x_q(j) \sin^2 \theta] & 2r + j[x_q(j)(1 + \cos^2 \theta) + x_d(j) \sin^2 \theta] - v[x_d(j) - x_q(j)] \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi(1 - \cos \theta) + jv\dot{E}_\Phi \sin \theta \\ \dot{E}_\Phi \sin \theta - jv\dot{E}_\Phi(1 - \cos \theta) \end{bmatrix}. \quad (8-17)$$

Решение этих уравнений в общем виде при любом угле рассогласования θ и относительной угловой скорости сельсинов v представляет значительные трудности и поэтому нецелесообразно.

Рассмотрим два частных случая; имеющих практический интерес.

1. Режим синхронного поворота ($v = 0$). В этом случае решение уравнений (8-17) относительно токов $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$ получается сравнительно просто и имеет вид:

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{E}_\Phi}{Z} (1 - \cos \theta); \quad \dot{I}_q = \frac{\dot{E}_\Phi}{Z} \sin \theta,$$

где

$$Z = 2r + jx_d(j)(1 - \cos \theta) + jx_q(j)(1 + \cos \theta).$$

Подставляя токи в формулу момента (8-16), получаем

$$M = \frac{3E_\Phi^2}{4\omega} \times \frac{x'_q \sin \theta}{\left(\frac{r'_d + r'_q}{2} - \frac{r'_d - r'_q}{2} \cos \theta \right)^2 + \left(\frac{x'_d + x'_q}{2} - \frac{x'_d - x'_q}{2} \cos \theta \right)^2}. \quad (8-18)$$

Здесь $r'_d + jx'_d = r + jx_d(j)$, $r'_q + jx'_q = r + jx_q(j)$ представляют собой параметры фазы синхронизирующей обмотки по продольной и поперечной осям с учетом электромагнитного взаимодействия фазы с обмотками возбуждения и демпферной.

Из формулы (8-18) можно получить удельный синхронизирующий момент (в Н·м/рад)

$$m = \frac{dM}{d\theta} \Big|_{\theta=0} = \frac{3E_\Phi^2}{4\omega} \frac{x'_q}{r_q'^2 + x_q'^2} \quad (8-19)$$

или (в Г·см/...°)

$$m = \frac{21,2}{f} E_\Phi^2 \frac{x'_q}{r_q'^2 + x_q'^2}. \quad (8-20)$$

Фазные токи в цепи синхронизации находим как проекции векторов $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$ на оси соответствующих фаз. Так, например, для фазы A получим

$$\dot{I}_A = \dot{I}_d \cos \alpha_n + \dot{I}_q \sin \alpha_n = \frac{\dot{E}_\Phi}{Z} [(1 - \cos \theta) \cos \alpha_n + \sin \theta \sin \alpha_n]. \quad (8-21)$$

Ток фазы синхронизирующей обмотки зависит от угла рассогласования θ и от положения оси фазы относительно обмотки возбуждения. При расчетах целесообразно учитывать максимальное значение тока, которое, как это

следует из (8-21), получается при $\alpha_n = \frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2}$.

$$\dot{I}_{A \text{ макс}} = 2 \frac{\dot{E}_\Phi}{Z} \sin \frac{\theta}{2}.$$

2. Режим синхронной скорости ($v = 1$). Решая уравнения (8-17) при $v = 1$, находим

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{\dot{E}_\Phi (1 - \cos \theta + j \sin \theta)}{2[r + jx_d(i) + jx_q(i)]}; \\ \dot{I}_q &= \frac{\dot{E}_\Phi [\sin \theta - j(1 - \cos \theta)]}{2[r + jx_d(i) + jx_q(i)]} \end{aligned} \right\} \quad (8-22)$$

При синхронной скорости ротора токи синхронизирующей обмотки сельсина образуют круговое вращающееся магнитное поле двойной частоты по отношению к частоте напряжения возбуждения. Действительно, комплексный временной вектор тока фазы A

$$\dot{I}_A(t) = (\dot{I}_d \cos \alpha_n + \dot{I}_q \sin \alpha_n) e^{-j\omega t} = \dot{I}_d e^{-j\omega t} e^{-j\alpha_n} = \dot{I}_d e^{-j2\omega t},$$

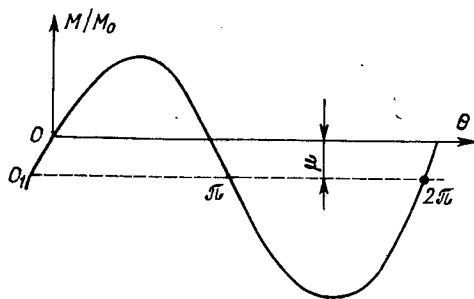


Рис. 8-22. Кривая синхронизирующего момента сельсина-приемника в относительных единицах при $v = 1$

так как $\alpha_n = \omega t$; $\dot{I}_q = -j\dot{I}_d$. Подставляя выражения (8-22) в формулу момента (8-16), получаем

$$M = \frac{3}{4\omega} E_\Phi^2 \times \frac{(x'_d + x'_q) \sin \theta - r(1 - \cos \theta)}{(r'_d + r'_q - r)^2 + (x'_d + x'_q)^2}$$

или, после некоторых преобразований,

$$M = \frac{3}{4\omega} E_\Phi^2 \frac{\sqrt{(x'_d + x'_q)^2 + r^2} \sin(\theta + \varphi') - r}{(r'_d + r'_q - r)^2 + (x'_d + x'_q)^2} = M_0 [\sin(\theta + \varphi') - \mu], \quad (8-23)$$

где

$$M_0 = \frac{3}{4\omega} E_\Phi^2 \frac{\sqrt{(x'_d + x'_q)^2 + r^2}}{(r'_d + r'_q - r)^2 + (x'_d + x'_q)^2};$$

$$\mu = \frac{r}{\sqrt{(x'_d + x'_q)^2 + r^2}}.$$

Кривая синхронизирующего момента, выражаемая формулой (8-23), представляет собой синусоиду и изображена в относительных единицах на рис. 8-22.

8-5. Некоторые специальные режимы работы индикаторной синхронной передачи

Среди различных режимов работы индикаторных синхронных передач практический интерес представляют: параллельная работа однотипных сельсинов-приемников от одного датчика, парная синхронная передача при

фазовом сдвиге между напряжениями датчика и приемника, система синхронной связи с электрическим дифференциалом. Ниже рассматриваются основные соотношения для перечисленных режимов.

Параллельная работа сельсинов. Электрическая схема синхронной передачи при работе n однотипных сельсинов-приемников от одного датчика приведена на рис. 8-23. Здесь синхронизирующие обмотки сельсинов заменены эквивалентными двухфазными обмотками по осям d и q . Примем, что фазные ЭДС датчика и приемника одинаковы, а угол рассогласования θ мал. Тогда для цепей синхронизации получаем простые уравнения ЭДС.

$$(Z_{d1}n + Z_{d2}) \dot{I}_d = \dot{E}_\Phi (1 - \cos \theta) \approx 0;$$

$$(Z_{q1}n + Z_{q2}) \dot{I}_q = \dot{E}_\Phi \sin \theta \approx \dot{E}_\Phi \theta.$$

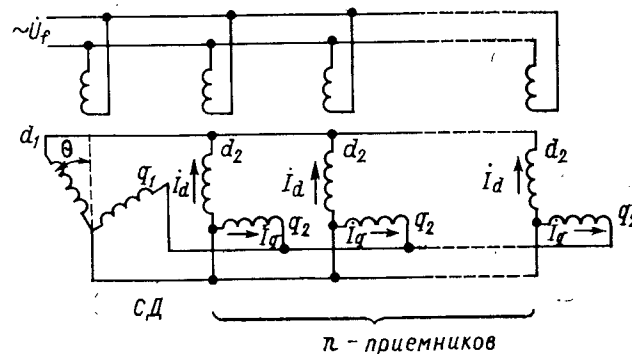


Рис. 8-23. Схема параллельной работы сельсинов в индикаторном режиме, приведенная к осям d и q

Отсюда

$$\dot{I}_d \approx 0; \quad \dot{I}_q = \frac{\dot{E}_\Phi \theta}{Z_{q1}n + Z_{q2}}.$$

Подставляя эти токи в формулу для момента сельсина-приемника (8-16), получаем

$$M = \frac{3}{2\omega} E_\Phi^2 \theta \operatorname{Re} \frac{-j}{\dot{Z}_{q1} + \dot{Z}_{q2}}.$$

Заменяя Z_{q1} на $r'_{q1} + jx'_{q1}$ и Z_{q2} на $r'_{q2} + jx'_{q2}$, находим

$$M = \frac{3E_\Phi^2 \theta}{2\omega} \frac{x'_{q1}n + x'_{q2}}{(r'_{q1}n + r'_{q2})^2 + (x'_{q1}n + x'_{q2})^2}.$$

Отсюда удельный синхронизирующий момент

$$m = \frac{3E_\Phi^2}{2\omega} \frac{x'_{q1}n + x'_{q2}}{(r'_{q1}n + r'_{q2})^2 + (x'_{q1}n + x'_{q2})^2}. \quad (8-24)$$

Формула (8-24) переходит в полученное выше выражение (8-19), если датчик и приемник однотипны, а $n = 1$.

Парная синхронная передача при фазовом сдвиге между напряжениями датчика и приемника. Для выяснения влияния фазового сдвига между напряжениями датчика и приемника на работу индикаторной синхронной пе-

редачи рассмотрим наиболее простой случай: параметры сельсннов по продольной и поперечной оси одинаковы. Для сельсннов, имеющих демпферные контуры, это условие выполняется достаточно точно. Тогда выражение для токов в контурах d и q (см. рис. 8-21) при условии, что напряжение возбуждения датчика $\dot{U}_f e^{-j\varphi}$, запишем в виде

$$\dot{I}_d = \frac{\dot{E}_\phi (1 - \cos \theta e^{-j\varphi})}{2[r + jx_q(j)]}; \quad \dot{I}_q = \frac{\dot{E}_\phi \sin \theta e^{-j\varphi}}{2[r + jx_q(j)]}.$$

Подставляя эти выражения в формулу (8-16), получим синхронизирующий момент приемника

$$M = \frac{3}{4\omega} E_\phi^2 \sin \theta \frac{x'_q \cos \varphi + r' \sin \varphi}{r_q'^2 + x_q'^2}. \quad (8-25)$$

Выражение для момента датчика получается из этой формулы путем замены угла φ на $-\varphi$:

$$M = \frac{3}{4\omega} E_\phi^2 \sin \theta \frac{x'_q \cos \varphi - r' \sin \varphi}{r_q'^2 + x_q'^2}. \quad (8-26)$$

Из приведенных формул следует, что, если напряжение возбуждения приемника опережает по фазе напряжение возбуждения датчика, синхронизирующий момент приемника растет, а момент датчика падает. В частности,

при $\tan \varphi = \frac{x'_q}{r}$ момент датчика становится равным нулю, а синхронизирующий момент приемника

$$M = \frac{3}{2\omega} E_\phi^2 \sin \theta \frac{x'_q \cos \varphi}{r_q'^2 + x_q'^2}. \quad (8-27)$$

Эти свойства системы синхронной передачи получаются за счет уравнительных токов в цепи синхронизации при согласованных датчике и приемнике. Максимальный фазный ток

$$I_{\phi, \max} = \frac{E_\phi \sin(\varphi/2)}{\sqrt{r_q'^2 + x_q'^2}}. \quad (8-28)$$

Указанные свойства синхронной передачи необходимо учитывать при проектировании индикаторных синхронных передач с длинными линиями связи, в которых за счет падения напряжения в кабеле возникают существенные фазовые сдвиги в напряжениях возбуждения датчика и приемника.

Система синхронной связи с электрическим дифференциалом. Принципиальная схема синхронной передачи с электрическим дифференциалом (ЭД) и двумя однопольными датчиками, синхронизирующие обмотки которых приведены к осям d и q , изображена на рис. 8-24. Будем считать, что выходные сопротивления сельсннов-датчиков по продольной и поперечной осям одинаковы, $Z_{d1} = Z_{q1} = r_q' + jx_q'$, так же как параметры обмоток статора и ротора электрического дифференциала. Последнее допущение связано с тем, что при проектировании ЭД коэффициент трансформации его обмоток выбирают равным единице с целью получить одинаковые намагничивающие токи датчиков. Примем также, что угол рассогласования θ мал. В этом случае уравнения ЭДС синхронной передачи по осям d и q независимы друг от друга и имеют вид

$$\begin{bmatrix} d_c & d_p & q_c & q_p \\ d_c & Z_1 + jx_m & jx_m & 0 & 0 \\ d_p & jx_m & Z_1 + jx_m & 0 & 0 \\ q_c & 0 & 0 & Z_1 + jx_m & jx_m \\ q_p & 0 & 0 & jx_m & Z_1 + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_{dc} \\ \dot{I}_{dp} \\ \dot{I}_{qc} \\ \dot{I}_{qp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{E}_\phi \\ -\dot{E}_\phi \\ -\dot{E}_\phi \sin(\theta/2) \\ \dot{E}_\phi \sin(\theta/2) \end{bmatrix}. \quad (8-28)$$

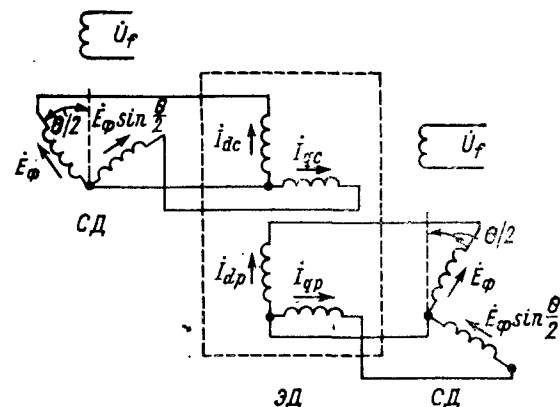


Рис. 8-24. Система синхронной передачи с электрическим дифференциалом, приведенная к осям d и q

Здесь $Z_1 = r_q' + jx_q' + r_1 + jx_{1s}$ — сопротивление цепи синхронизации, включающее в себя выходное сопротивление сельснна-датчика и сопротивление собственных параметров обмоток ЭД; x_m — сопротивление взаимной индукции обмоток ЭД.

Решая уравнения (8-28) относительно токов, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{dc} &= \dot{I}_{dp} = \frac{-\dot{E}_\phi}{Z_1 + 2jx_m}; \\ \dot{I}_{qc} &= -\dot{I}_{qp} = \frac{\dot{E}_\phi}{Z_1} \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (8-29)$$

Выражение для синхронизирующего момента ЭД на основании формулы (1-17) запишем в виде

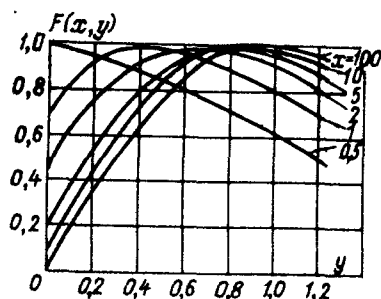
$$M = \frac{3}{2} \frac{x_m}{\omega} \operatorname{Re}(\dot{I}_{dc} \dot{I}_{qp} - \dot{I}_{qc} \dot{I}_{dp}).$$

Подставляя сюда полученные выше выражения для токов, находим

$$M = \frac{3x_m}{\omega} E_{\Phi}^2 \operatorname{Re} \frac{1}{(Z_1 + 2jx_m) \dot{Z}_1} \sin \frac{\theta}{2}$$

или

$$M = \frac{3x_m}{\omega} E_{\Phi}^2 \times \frac{(r'_q + r_1)^2 + (x'_q + x_{1s} + 2x_m)(x'_q + x_{1s})}{[(r'_q + r_1)^2 + (x'_q + x_{1s} + 2x_m)^2][(r'_q + r_1)^2 + (x'_q + x_{1s})^2]} \sin \frac{\theta}{2}. \quad (8-30)$$



Введя относительные параметры

$$\frac{x'_q + x_{1s}}{r'_q + r_1} = y; \quad \frac{x_m}{r'_q + r_1} = x,$$

получим известную формулу удельного синхронизирующего момента ЭД [23]

$$m = \frac{3}{8\omega} E_{\Phi}^2 \frac{1}{r'_q + r_1} F(x, y), \quad (8-31)$$

где

$$F(x, y) = 4x \frac{1 + (y + 2x)y}{[1 + (y + 2x)^2](1 + y^2)}$$

Рис. 8-25. График функции $F(x, y)$

представляет собой безразмерную функцию; графики которой для различных x приведены на рис. 8-25.

Наибольший намагничивающий ток в цепи синхронизации определяется из первого выражения (8-29).

$$I_{\Phi, \max} = \frac{E_{\Phi}}{r'_q + r_1} \frac{1}{\sqrt{1 + (y + 2x)^2}}. \quad (8-32)$$

8-6. Демпфирование колебаний сельсина-приемника при согласовании

Система синхронной передачи в индикаторном режиме может с успехом выполнять свои функции, если переход от одного угла поворота к другому происходит достаточно быстро, без значительных колебаний ротора приемника. Поскольку синхронизирующий момент приемника пропорционален углу рассогласования, а ротор приемника вместе с указателем имеет определенный момент инерции, то при быстрых изменениях положения ротора датчика неизбежны колебания ротора приемника около нового положения согласования. Для быстрого затухания этих колебаний сельсина снабжаются демпфирующими устройствами. Наибольшее распространение имеют два способа гашения колебаний: внутреннее электромагнитное демпфирование с помощью специальных короткозамкнутых контуров, размещаемых вдоль поперечной оси сельсина,

и внешнее демпфирование — магнитоэлектрическое и механическое. Следует также отметить, что на характер затухания колебаний ротора приемника оказывает влияние сухое трение в подшипниках и между контактными кольцами и щетками.

В общем случае при обоих видах демпфирования дифференциальное уравнение движения ротора приемника при малых колебаниях около положения согласования имеет вид

$$J_p \frac{d^2 \alpha_n}{dt^2} = -m\theta - T_D \frac{d\theta}{dt} - T_{D1} \frac{d\alpha_n}{dt} \pm M_{тр}. \quad (8-33)$$

Здесь $T_D d\theta/dt$ — демпферный момент за счет внутреннего демпфирования; $T_{D1} d\alpha_n/dt$ — демпферный момент от внешнего магнитоэлектрического демпфера; $M_{тр}$ — момент сухого трения; J_p — момент инерции ротора приемника.

Если принять за начало отсчета угла поворота роторов датчика и приемника положение согласования, то $\alpha_n = \theta$ и уравнение (8-33) примет вид

$$J_p \frac{d^2 \theta}{dt^2} + (T_D + T_{D1}) \frac{d\theta}{dt} + m\theta = \pm M_{тр}.$$

Разделив правую и левую части уравнения на J_p , получим

$$\ddot{\theta} + 2\lambda \dot{\theta} + \nu_0^2 (\theta \pm \theta_{тр}) = 0, \quad (8-34)$$

где $\lambda = (T_D + T_{D1})/(2J_p)$ — коэффициент затухания колебаний, обусловленный внутренним демпфированием и внешним магнитоэлектрическим демпфером; $\nu_0 = \sqrt{m/J_p}$ — угловая скорость свободных колебаний; $\theta_{тр} = M_{тр}/m$ — зона нечувствительности, определяемая моментом сухого трения и удельным синхронизирующим моментом.

Решая уравнение (8-34), получим формулу для определения времени затухания при некотором начальном малом угле рассогласования [23]:

$$t_{\text{зат}} = \frac{\ln \left[1 + \frac{\theta_0}{2\theta_{тр}} (1 - \vartheta) \right]}{\lambda}, \quad (8-35)$$

где $\vartheta = e^{-\pi\lambda/\nu_0}$ — декремент затухания колебаний.

Время затухания колебаний определяется главным образом коэффициентом затухания λ , который зависит от постоянных внутреннего и внешнего демпфирования T_D и T_{D1} .

Для выяснения физической природы внутреннего демпфирования рассмотрим режим малых качаний приемника около согласованного положения. В этом случае трехфазную обмотку синхронизации можно заменить фазой q (рис. 8-26). При качаниях ротора приемника его магнитный поток возбуждения индуцирует в обмотке синхронизации кроме трансформаторной ЭДС еще ЭДС вращения, пропорциональную угловой скорости ротора. Частота ЭДС вращения равна частоте сети. Под действием этой ЭДС в поперечном

контуре сельсина возникают добавочные токи. Эти токи индуцируют в короткозамкнутых контурах датчика и приемника токи, что приводит к превращению электромагнитной энергии, запасенной в контуре q за счет вращения ротора, в тепло, выделяемое в ко-

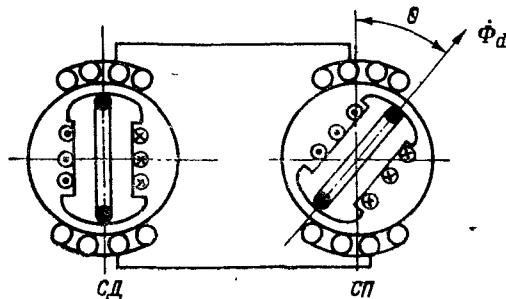


Рис. 8-26. К пояснению физической природы внутреннего демпфирования сельсинов

роткозамкнутых контурах. Нетрудно видеть, что короткозамкнутые контуры датчика и приемника выполняют одинаковую роль в создании демпферного момента.

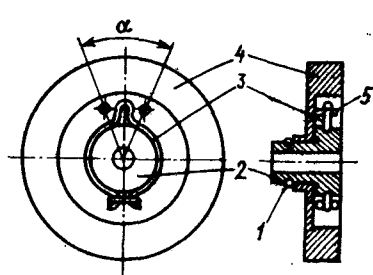


Рис. 8-27. Конструкции механического инерционно-фрикционного демпфера

1 — стопорное кольцо; 2 — втулка; 3 — фрикционное устройство; 4 — маховое колесо 5 — упоры

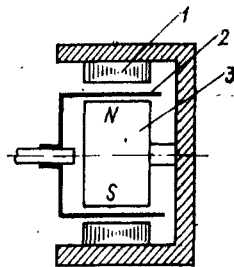


Рис. 8-28. Конструкция электромагнитного демпфера

1 — внешний магнитопровод; 2 — полый ротор; 3 — постоянный магнит

Постоянная внутреннего демпфирования определяется параметрами сельсинов по поперечной оси и при работе сельсина-приемника от однотипного датчика находится по формуле [23]

$$T_D = \frac{3}{4} E_{\Phi}^2 \frac{(r + r_0) (r_q'^2 - x_q'^2) + 2r_q' x_q' x_0}{r_q'^2 + x_q'^2} \frac{1}{(2\pi f)^2}, \quad (8-36)$$

где r_0 и x_0 — параметры, зависящие от сопротивлений демпферного контура сельсина.

Как видно из формулы (8-36), с увеличением частоты сети эффективность внутреннего демпфирования резко падает, поэтому

в синхронных передачах на повышенных частотах применяют внешние магнитоэлектрические или механические демпферы, принципиальные конструктивные схемы которых приведены на рис. 8-27 и 8-28.

Для определения постоянной демпфирования магнитоэлектрического демпфера заменим полый ротор короткозамкнутой обмоткой с некоторым эффективным числом витков w_{Φ} . Магнитный поток, сцепляющийся с обмоткой, при качаниях ротора с амплитудой θ_0 и частотой ν_0

$$\Phi = \Phi_m \theta_0 \sin p\nu_0 t;$$

соответственно этому ЭДС

$$e = -w_{\Phi} \Phi_m \theta_0 p\nu_0 \cos p\nu_0 t = -E_m \cos p\nu_0 t.$$

Средняя мощность, рассеиваемая в роторе, при условии, что сопротивление ротора принимается чисто активным, находится по формуле

$$\frac{m}{2} \frac{E_m^2}{r} = \frac{m \Phi_m^2 \theta_0^2 p^2 \nu_0^2 w_{\Phi}^2}{2r}, \quad (8-37)$$

где r — приведенное к короткозамкнутой обмотке сопротивление полого ротора. Оно определяется по формуле [19]

$$r = m \frac{4}{\pi} \rho \frac{l k_L}{D \Delta} w_{\Phi}^2,$$

где относительный вылет лобовой части ротора $k_L = l_n/l$.

Эта мощность покрывается за счет механической мощности качаний ротора, среднее значение которой за период

$$\dot{P}_m = T_{D1} (\frac{d\theta}{dt})^2 = T_{D1} \theta_0^2 \nu_0^2 / 2. \quad (8-38)$$

Приравняв друг другу правые части (8-37) и (8-38), получаем

$$T_{D1} = \frac{\pi}{4} \frac{\Phi_m^2 p^2 D \Delta}{\rho k_L l}$$

или, подставляя $\Phi_m = B_{\delta} D l / p$, находим

$$T_{D1} = \frac{\pi}{4} B_{\delta}^2 \frac{D^3 l \Delta}{\rho k_L}. \quad (8-39)$$

Затухание колебаний при наиболее распространенном двухступенчатом инерционно-фрикционном демпфере, изображенном на рис. 8-27, носит сложный характер и в силу нелинейности задачи не поддается расчету. Обычно такие демпферы настраиваются на оптимальные условия затухания экспериментальным путем.

8-7. Погрешности индикаторной синхронной передачи

Синхронизирующий момент сельсина-приемника пропорционален углу рассогласования и в согласованном положении датчика и приемника равен нулю, поэтому наличие даже самого незначи-

тельного тормозного момента, приложенного к ротору приемника, приводит к некоторой погрешности в синхронной передаче. Для определения погрешности составим дифференциальное уравнение движения ротора приемника

$$J_p \frac{d^2 \alpha_n}{dt^2} = M_s(\theta, \dot{\theta}, v) + M_T(\alpha_n, \dot{\alpha}_n), \quad (8-40)$$

где $M_s(\theta, \dot{\theta}, v)$ — электромагнитный момент, возникающий на роторе приемника вследствие взаимодействия токов и магнитных потоков в системе синхронной передачи; при малых углах рассогласования и сравнительно небольших скоростях, типичных для индикаторных синхронных передач, $M_s = -m\theta - T_D d\theta/dt$; $M_T(\alpha_n, \dot{\alpha}_n)$ — тормозной момент на валу приёмника, обусловленный трением в подшипниках и щетках, неточностью балансировки ротора и указателя, асимметрией магнитной цепи и наличием короткозамкнутых витков, зубцовыми пульсациями магнитного потока, внешним магнитоэлектрическим или механическим демпфированием.

В индикаторных синхронных передачах различают погрешность двух видов: статическую и динамическую. Статическая погрешность определяется в режиме поворота ($\dot{\alpha}_n = 0$) из уравнения

$$M_s(\theta) + M_T(\alpha_n) = 0$$

или при малом угле рассогласования

$$\theta = M_T(\alpha_n)/m. \quad (8-41)$$

Тормозной момент приемника в режиме поворота может быть записан в виде [23]

$$M_T(\alpha_n) = \pm M_{тр} + M_{неб} \sin(\alpha_n + \alpha_1) + M_r \sin(2\alpha_n + \alpha_2) + M_z \sin(z_n \alpha_n + \alpha_z), \quad (8-42)$$

где $M_{тр}$ — момент сухого трения; $M_{неб}$ — максимальный момент от небаланса ротора и указателя; M_r — максимальный реактивный момент от электромагнитной асимметрии магнитопровода приемника; M_z — максимальный момент от зубцовых пульсаций магнитного потока.

Формулы (8-41) и (8-42) дают приближенную зависимость статической погрешности сельсина-приемника от углового положения ротора и позволяют по экспериментально снятой кривой погрешностей определить, какой из факторов, влияющих на погрешность, является наиболее существенным. Так, например, если кривая погрешностей имеет два периода изменения за один оборот ротора приемника (рис. 8-29), то главное влияние на погрешность оказывает электромагнитная асимметрия магнитопровода.

В зависимости от максимальной статической погрешности (от ± 30 до $\pm 90^\circ$) индикаторные синхронные передачи делят на четыре класса точности.

Динамическая погрешность индикаторной синхронной передачи определяется при вращении ротора датчика по заданному закону; обычно принимается синусоидальный закон движения с некоторой амплитудой α_{dm} и угловой частотой Ω .

Оценим динамическую погрешность для случая, когда тормозной момент на валу приемника равен нулю. Уравнение (8-40) запишем в виде

$$J_p \frac{d^2 \alpha_n}{dt^2} = -m\theta - T_D \frac{d\theta}{dt} - T_{D1} \frac{d\alpha_n}{dt}.$$

Подставляя сюда $\alpha_n - \alpha_d = \theta$ и $\alpha_d = \alpha_{dm} \cos \Omega t$, получаем

$$J_p \ddot{\theta} + (T_D + T_{D1}) \dot{\theta} + m\theta = -J_p \alpha_{dm} \Omega^2 \cos \Omega t - T_{D1} \alpha_{dm} \Omega \sin \Omega t.$$

Разделив правую и левую части на J_p и введя обозначения $(T_D + T_{D1})/J_p = 2\lambda$ и $T_{D1}/J_p = 2\lambda_1$, получим уравнение вынужденных колебаний ротора-приемника в канонической форме

$$\ddot{\theta} + 2\lambda \dot{\theta} + \nu_0^2 \theta = -\alpha_{dm} \Omega (\Omega \cos \Omega t + 2\lambda_1 \sin \Omega t).$$

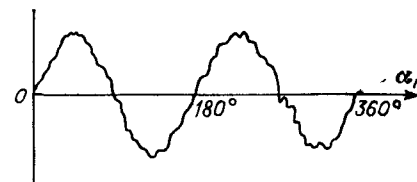


Рис. 8-29. Кривая погрешности сельсина-приемника от асимметрии магнитопровода статора

Отсюда для максимальной погрешности сельсина-приемника в динамическом режиме получаем формулу

$$\theta_m = \alpha_{dm} \frac{\Omega (\Omega^2 + 4\lambda_1^2)^{1/2}}{[(\Omega^2 - \nu_0^2)^2 + 4\lambda^2 \Omega^2]^{1/2}}. \quad (8-43)$$

По этой формуле для заданной динамической погрешности можно определить допустимый коэффициент затухания λ_1 внешнего магнитоэлектрического демпфера.

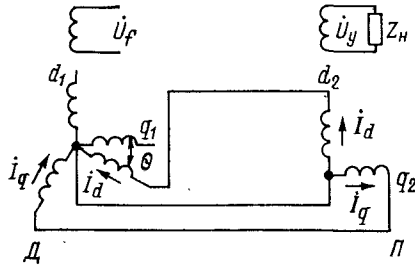
8-8. Теория трансформаторной синхронной передачи

Принципиальная схема трансформаторной синхронной передачи на сельсинах, трехфазные обмотки синхронизации которых приведены к осям d и q , изображена на рис. 8-30. Уравнения ЭДС датчика и приемника до соединения их обмоток синхронизации и поворота ротора датчика от согласованного положения на угол θ имеют вид:

$$\begin{matrix} d_1 \\ q_1 \\ d_2 \\ q_2 \end{matrix} \begin{bmatrix} r_1 + jx_{d1}(j) & -vx_{q1}(j) & 0 & 0 \\ vx_{d1}(j) & r_1 + jx_{q1}(j) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_2 + jx_{d2}(j) & -vx_{q2} \\ 0 & 0 & vx_{d2}(j) & r_2 + jx_{q2} \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi \\ -jv\dot{E}_\Phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (8-44)$$

В этих уравнениях индексом 1 обозначены параметры датчика, а индексом 2 — параметры приемника; при этом параметры приемника по поперечной оси не являются переходными (см. § 1-3), так как трансформаторный сельсин-приемник не содержит поперечного демпферного контура. При определении операторного сопротивления приемника $x_{d2}(j)$ следует иметь в виду, что к параметрам управляющей обмотки сельсина-приемника $r_{f2} + jx_{f2}$ добавляется сопротивление нагрузки



$$x_{d2}(j) = x_{d2} - \frac{jx_{md2}^2}{r_{f2} + jx_{f2} + Z_H}.$$

Рис. 8-30. Схема парной синхронной передачи в трансформаторном режиме, приведенная к осям d и q

Для перехода к ЭДС трансформаторной синхронной передачи выполним преобразование токов с помощью матрицы преобразования в соответствии с рис. 8-30:

$$C = \begin{matrix} & \begin{matrix} d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d_1 \\ q_1 \\ d_2 \\ q_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Выполняя преобразования по формулам (1-30), получаем

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j)\sin^2\theta + x_{q1}(j)\cos^2\theta + x_{d2}(j)] - v[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta\cos\theta & j[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta\cos\theta - v[x_{d1}(j)\cos^2\theta + x_{q1}(j)\sin^2\theta + x_{q2}] \\ j[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta\cos\theta + v[x_{d1}(j)\sin^2\theta + x_{q1}(j)\cos^2\theta + x_{d2}(j)] & r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j)\cos^2\theta + x_{q1}(j)\sin^2\theta + x_{q2}] + v[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta\cos\theta \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi(\sin\theta + jv\cos\theta) \\ \dot{E}_\Phi(\cos\theta - jv\sin\theta) \end{bmatrix}. \quad (8-45)$$

Из полученных уравнений для любых значений параметров датчика и приемника, угловой скорости сельсинов и угла рассогласования θ можно найти продольный ток приемника $i_{d2} = i_d$, а затем и напряжение на управ-

ляющей обмотке по формуле

$$\dot{U}_Y = Z_H \frac{jx_{md2}i_d}{r_{f2} + jx_{f2} + Z_H}.$$

Рассмотрим решение уравнений (8-45) для ряда частных случаев.

Режим синхронного поворота при малом угле рассогласования ($v = 0$, $\theta \ll \pi/2$). Уравнения (8-45) примут вид

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)] & j[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta \\ j[x_{d1}(j) - x_{q1}(j)]\sin\theta & r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}] \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi \sin\theta \\ \dot{E}_\Phi \end{bmatrix}.$$

Решая эти уравнения относительно токов i_d и i_q , получаем

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{\{r_1 + r_2 + j[x_{q1}(j) + x_{q2}]\} \dot{E}_\Phi \sin\theta}{\{r_1 + r_2 + j[x_{q1}(j) + x_{d2}(j)]\} \{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}]\}}; \\ i_q &= \frac{\dot{E}_\Phi}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}]} \end{aligned} \right\} \quad (8-46)$$

Формула тока i_d несколько упрощается, если сельсин-датчик обладает равными параметрами по продольной и поперечной осям, т. е.

$$i_d = \frac{\dot{E}_\Phi \sin\theta}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]}.$$

Режим вращения с малой скоростью при симметричном датчике и малом угле ($x_{d1}(j) = x_{q1}(j)$). Уравнения (8-45) запишутся в виде

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)] & -v[x_{d1}(j) + x_{q2}] \\ v[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)] & r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}] \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E}_\Phi(\sin\theta + jv\cos\theta) \\ \dot{E}_\Phi(\cos\theta - jv\sin\theta) \end{bmatrix}.$$

Отсюда для токов i_d и i_q находим:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{\dot{E}_\Phi}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]} \left\{ \sin\theta + \frac{jv(r_1 + r_2)\cos\theta}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]} \right\}; \\ i_q &= \frac{\dot{E}_\Phi}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}]} \left\{ \cos\theta - \frac{jv(r_1 + r_2)\sin\theta}{r_1 + r_2 + j[x_{d1}(j) + x_{q2}]} \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (8-47)$$

Полученные выражения показывают, что при малом угле рассогласования ток i_q (намагничивающий ток в цепи синхронизации) не зависит от скорости. В токе i_d появляется составляющая, пропорциональная относительной скорости, которая обуславливает скоростную погрешность (см. § 8-9).

8-9. Погрешности трансформаторной синхронной передачи

При использовании в трансформаторной синхронной передаче идеализированных сельсинов управляющее напряжение в режиме синхронного поворота является функцией только угла рассогласования — см. (8-46), поэтому такая синхронная передача не имеет погрешностей. При работе синхронной передачи в режиме вращения, а также в тех случаях, когда характеристики применяемых сельсинов отличаются от идеальных, на управляющей обмотке появляется добавочное напряжение, которое не исчезает при нулевом угле рассогласования. Это добавочное напряжение $\Delta \dot{U}_y$ в общем случае не совпадает по фазе с управляющим напряжением (рис. 8-31) и может быть разложено на две составляющие: $\Delta \dot{U}_{y1}$ — совпа-

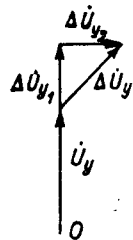


Рис. 8-31. Добавочное управляющее напряжение сельсина-приемника

дающую по фазе с $\dot{U}_y$ (ее называют напряжением погрешности) и $\Delta \dot{U}_{y2}$ — сдвинутую по фазе относительно $\dot{U}_y$ на 90° (ее называют остаточным напряжением основной гармоники); кроме остаточного напряжения по основной гармонике в управляющей обмотке могут быть остаточные ЭДС высших временных гармоник. Составляющая добавочного напряжения $\Delta \dot{U}_{y1}$ проявляется в следящей системе в виде некоторого ложного угла рассогласования, что и обуславливает появление погрешности θ в трансформаторной синхронной передаче. Составляющая $\Delta \dot{U}_{y2}$, в принципе не вызывая погрешностей, ухудшает условия работы усилителя и затрудняет точную регулировку следящего привода.

Погрешность θ зависит как от положения ротора сельсина-приемника по отношению к статору (статическая погрешность), так и от угловой скорости сельсинов (скоростная погрешность). Рассмотрим кратко основные факторы, определяющие скоростную и статическую погрешности трансформаторной синхронной передачи.

Скоростная погрешность трансформаторной синхронной передачи. Управляющая ЭДС сельсина-приемника в режиме вращения пропорциональна току $\dot{I}_d$, определяемому формулой (8-47):

$$\dot{E}_y = -j x_{md} \dot{I}_d = \frac{-j x_{md} \dot{E}_\Phi}{r_1 + r_2 + j [x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]} \times \left\{ \sin \theta + \frac{j v (r_1 + r_2) \cos \theta}{r_1 + r_2 + j [x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]} \right\}.$$

Она состоит из двух частей: первая часть, пропорциональная $\sin \theta$, представляет собой трансформаторную ЭДС, зависящую от

угла рассогласования, а вторая часть, пропорциональная угловой скорости сельсинов, есть ЭДС вращения. Составляющая ЭДС вращения, совпадающая по фазе с трансформаторной ЭДС, определяет скоростную погрешность

$$\theta_v = \operatorname{Im} \frac{(r_1 + r_2) v}{r_1 + r_2 + j [x_{d1}(j) + x_{d2}(j)]}$$

или

$$\theta_v = \frac{(r_1 + r_2)(x'_{d1} + x_{q2})}{(r'_{d1} + r_2)^2 + (x'_{d1} + x_{q2})^2} v. \quad (8-48)$$

Полученная формула показывает, что скоростная погрешность сельсина-приемника, в трансформаторной синхронной передаче пропорциональна скорости сельсинов и зависит от соотношения активного и индуктивного сопротивлений цепи синхронизации сельсинов. Для уменьшения скоростной погрешности следует переходить на повышенную частоту; при этом уменьшается как отношение $\frac{r_1 + r_2}{x'_{d1} + x_{q2}}$, так и относительная угловая скорость сельсинов.

Одним из способов уменьшения скоростной погрешности в следящих системах является сдвиг фазы опорного напряжения фазочувствительного усилителя, такой, чтобы оно оказалось в квадратуре с ЭДС вращения. Однако при этом происходит некоторое снижение эффективной крутизны управляющей ЭДС.

Статическая погрешность в трансформаторной синхронной передаче обусловлена двумя факторами: несинусоидальностью магнитного потока и НС обмоток и неточностью изготовления сельсинов. Несинусоидальность НС и магнитного потока проявляется в том, что в кривой индукции магнитного поля в воздушном зазоре кроме основной гармоники присутствуют все нечетные гармоники. Третья, девятая и все, кратные трем, нечетные гармоники индуцируют в фазах трехфазной обмотки одинаковые ЭДС и при соединении обмоток в звезду в выходной ЭДС отсутствуют. Поэтому на работу трехфазных сельсинов оказывают влияние только гармоники порядков $6k \pm 1$, где $k = 1, 2, 3$ и т. д. При повороте ротора сельсина пространственные гармоники также перемещаются: гармоники порядков $6k-1$ — против направления вращения ротора, а гармоники порядков $6k+1$ — по направлению вращения ротора с относительной скоростью (по отношению к ротору), обратно пропорциональной номеру гармоники. По отношению к статору эти гармоники имеют относительные скорости $\frac{6k}{6k-1}$ и $\frac{6k}{6k+1}$ и индуцируют ЭДС в обмотках. Появляющаяся при этом статическая погрешность может быть подсчитана по формуле

$$\theta_{ст} = (a_5 - a_7) \sin 6\alpha_d + (\alpha_{11} - a_{13}) \sin 12\alpha_d + \dots, \quad (8-49)$$

где a_v — относительное значение ЭДС, индуцируемой v -й гармо-

никой поля: для неявнополюсного ротора

$$a_v = \frac{1}{v^2} \frac{k_{ск} v k_{об} c v k_{об.р} v}{k_{ск1} k_{об.с1} k_{об.р1}};$$

для явнополюсного ротора

$$a_v = \frac{1}{v^2} \frac{k_{ск} v k_{об.с} v \sin v \alpha_i \pi / 2}{k_{ск1} k_{об.с1} \sin \alpha_i \pi / 2}.$$

Путем выбора схемы обмотки, скоса паза, ширины полюсной дуги статическая погрешность от несинусоидального магнитного поля может быть снижена до нескольких угловых минут.

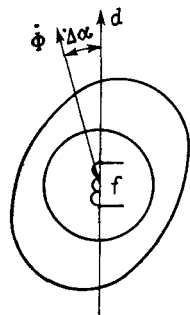


Рис. 8-32. Эллиптичность в расточке статора

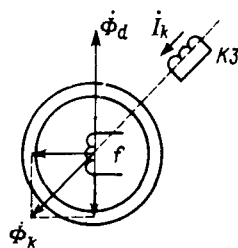


Рис. 8-33. Влияние короткозамкнутого витка в магнитопроводе на магнитный поток

Статические погрешности из-за неточности изготовления сельсинов обусловлены: асимметрией магнитопровода, наличием короткозамкнутых витков, эксцентриситетом, неравенством параметров фаз обмотки синхронизации.

Количественный анализ технологических погрешностей сельсинов может быть выполнен методами, описанными в § 1-6, на основе уравнений ЭДС трансформаторной синхронной передачи с асимметричными машинами. В настоящем параграфе ограничимся рассмотрением качественной картины явлений с целью установить зависимость погрешностей этого типа от углового положения ротора сельсинов.

В случае магнитной асимметрии пакета статора его можно представить в виде магнитопровода, имеющего эллиптическую расточку (рис. 8-32). При изменении углового положения ротора ось его магнитного потока будет смещаться по отношению к ротору в направлении наибольшей магнитной проводимости. Вследствие этого возникнет погрешность. На один оборот ротора приходится два периода изменения этой погрешности.

Аналогичное явление будет наблюдаться при воздействии короткозамкнутого витка в магнитопроводе (рис. 8-33). Здесь при вращении ротора изменяется как значение магнитного потока,

так и его фаза. Эти изменения также будут проходить два периода за один оборот ротора.

Неравенство параметров фаз синхронизирующих обмоток приводит к статическим погрешностям, изменяющимся тоже с двойной частотой относительно угла поворота ротора. Это дает возможность включением дополнительных активных сопротивлений, индуктивности и емкости в цепи синхронизации в некоторой степени скомпенсировать статические погрешности от неточности изготовления и остаточную ЭДС управляющей обмотки.

В зависимости от максимальной статической погрешности (от $\pm 0,1^\circ$ до $\pm 30^\circ$) трансформаторные синхронные передачи разделяются на 11 классов точности.

8-10. Системы синхронной передачи на магнесинах

В системах синхронной связи некоторых типов летательных аппаратов и в приборных комплексах, для которых масса и габариты должны быть минимальными при высокой надежности аппара-

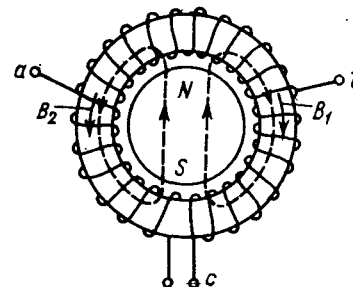


Рис. 8-34. Принципиальная схема магнесина

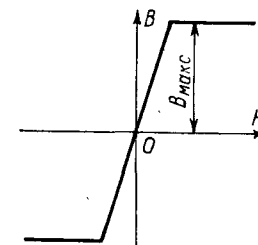


Рис. 8-35. Аппроксимированная кривая намагничивания пермаллоя

ратуры, применяются бесконтактные электрические микромашины с ротором в виде постоянного магнита, получившие название магнесинов.

Устройство и принцип работы. Магнесин представляет собой электрическую машину, схематически представленную на рис. 8-34. Статор выполнен в виде тора, набранного из листового пермаллоя. На торе в один слой равномерно уложена обмотка, имеющая два отвода. Отводы и выводные концы обмотки расположены под углом 120° ; ротор — постоянный магнит цилиндрической формы. Рассмотрим ЭДС, индуцируемые в отдельных частях обмотки магнесина при включении ее в сеть переменного тока частоты f . Магнитная индукция в правой и левой (по отношению к оси полюсов ротора) частях ротора будет

$$B_1 = B_0 + B_{\sim}; \quad B_2 = B_0 - B_{\sim},$$

где B_0 — магнитная индукция, создаваемая постоянным магнитом в торе; $B_{\sim}$ — магнитная индукция переменного тока.

Кривую намагничивания пермаллоя можно достаточно точно аппроксимировать ломаной линией (рис. 8-35). Здесь $B_{\text{макс}}$ — индукция насыщения.

Примем следующие допущения, вытекающие из общих соображений при выборе геометрии машины: размеры тора и постоянного магнита таковы, что магнитная индукция постоянного магнита равна индукции насыщения ($B_0 = B_{\text{макс}}$); амплитуда индукции переменного тока B_m такова, что работа происходит в пределах линейного участка кривой намагничивания ($B_m \leq 2 B_{\text{макс}} = 2 B_0$). При этих условиях кривые изменения индукции в правой и левой частях тора B_1 и B_2 имеют вид, изображенный на рис. 8-36. Нетрудно видеть, что $B_2 - B_0$ и $B_1 - B_0$ представляют собой полуволны синусоиды, разложения которых в ряд Фурье имеют вид

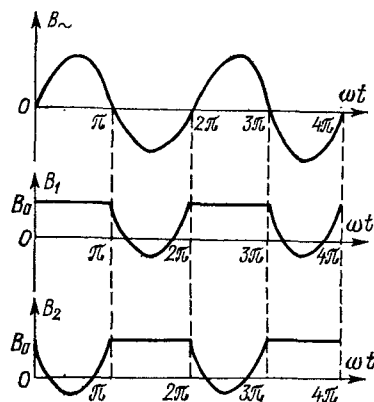


Рис. 8-36. Изменение индукции в торе

$$\begin{aligned} B_2 - B_0 &= -\frac{B_m}{\pi} - \frac{B_m}{2} \sin \omega t + \\ &+ \frac{2B_m}{3\pi} \cos 2\omega t + \\ &+ \frac{2B_m}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots, \\ B_1 - B_0 &= -\frac{B_m}{\pi} + \frac{B_m}{2} \sin \omega t + \\ &+ \frac{2B_m}{3\pi} \cos 2\omega t + \\ &+ \frac{2B_m}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots; \end{aligned}$$

отсюда, пренебрегая членами с $\cos 4\omega t$, получаем

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= B_0 - \frac{B_m}{\pi} + \frac{B_m}{2} \sin \omega t + \frac{2B_m}{3\pi} \cos 2\omega t; \\ B_2 &= B_0 - \frac{B_m}{\pi} - \frac{B_m}{2} \sin \omega t + \frac{2B_m}{3\pi} \cos 2\omega t. \end{aligned} \right\} \quad (8-50)$$

Из формул (8-51) следует, что индукция магнитного поля в торе кроме гармоники основной частоты содержит высшие четные гармоники, наибольшей из которых является вторая.

По полученным выражениям для индукции можно определить ЭДС для любого участка обмотки. ЭДС во всей обмотке индуцируется только основной гармоникой индукции:

$$e = -\frac{S\omega}{2} \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right) = -\frac{S\omega}{2} B_m \omega \cos \omega t, \quad (8-51)$$

где S — площадь поперечного сечения тора; ω — число витков.

Нетрудно показать, что на отдельных участках обмотки ЭДС от основной гармоники не зависит от углового положения ротора, в то время как ЭДС от второй гармоники индукции изменяется в зависимости от угла поворота ротора по закону, близкому к синусоидальному. Это позволяет рассматривать обмотку магнесина с отводами под 120° для ЭДС двойной частоты как трехфазную синхронизирующую обмотку обычного сельсина для ЭДС основной частоты. ЭДС двойной частоты на выходе магнесина определяется формулами, аналогичными формулам для обычного сельсина:

$$\left. \begin{aligned} E_{ab} &= -E_m \sin \alpha; \\ E_{bc} &= E_m \sin (\alpha + 60^\circ); \\ E_{ca} &= E_m \sin (\alpha - 60^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (8-52)$$

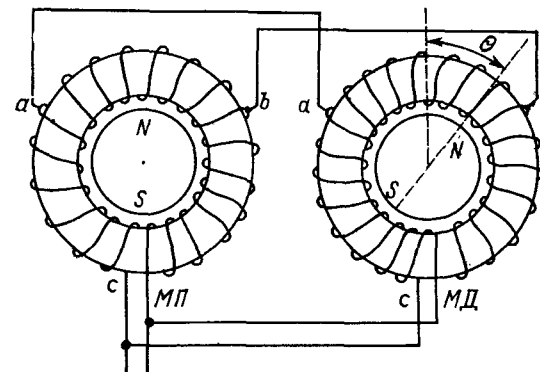


Рис. 8-37. Схема индикаторной синхронной передачи

где $E_m = \frac{8}{9\sqrt{2}} S\omega f B_m$ — максимальная ЭДС; α — угол между осью полюсов и осью симметрии участка обмотки ab (на рис. 8-34 $\alpha = 0$).

Магнитный поток постоянного магнита в воздушном зазоре $\Phi = (B_1 + B_2) S$.

Подставляя сюда выражения (8-51), получаем

$$\Phi = 2 \left(B_0 - \frac{B_m}{\pi} \right) + \frac{4B_m S}{3\pi} \cos 2\omega t, \quad (8-53)$$

т. е. кроме постоянной составляющей магнитный поток содержит переменную составляющую двойной частоты.

Индикаторная синхронная передача. Принципиальная схема индикаторной синхронной передачи приведена на рис. 8-37. Поскольку ЭДС частоты сети в обмотках датчика и приемника одинаковы, то в цепи синхронизации токов основной частоты не возникает. Токи от ЭДС двойной частоты появляются в том случае, когда угловые положения роторов датчика и приемника по отношению к выводным концам обмоток торов неодинаковы.

В результате взаимодействия этих токов с переменной составляющей магнитного потока той же частоты появляется синхронизирующий момент, который должен привести датчик или приемник в согласованное положение. Найдем выражение для синхронизирующего момента. Ток на участке (в фазе) тора ab

$$I_{ab} = \frac{\dot{E}_m \sin \theta}{2Z_{ab}} = \frac{\dot{E}_m \sin \theta}{2(r_{ab} + jx_{ab})},$$

где Z_{ab} — полное сопротивление участка обмотки ab .

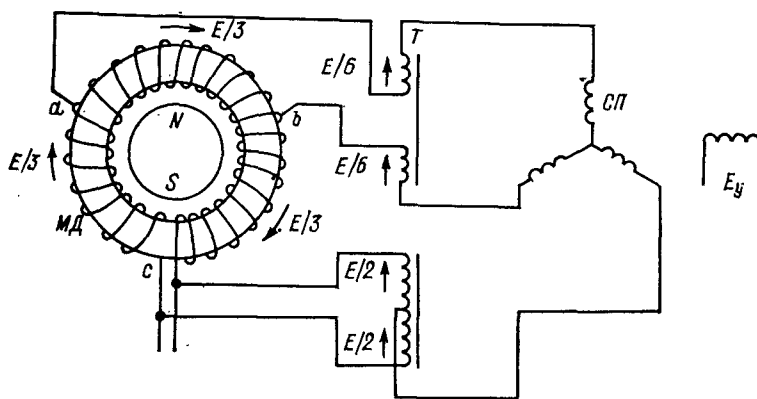


Рис. 8-38. Схема трансформаторной синхронной передачи

НС по поперечной оси приемника равна $3/2$ НС фазы ab :

$$\dot{E}_q = \frac{3}{2} \dot{E}_{ab} = \frac{3}{2} \frac{\omega}{3} I_{ab} = \frac{\omega}{2} I_{ab}.$$

Момент магнесина-приемника (МП) находим по общей формуле

$$M = -\Phi_d F_q \cos(\widehat{\Phi_d, F_q}) = \Phi_d \frac{\omega}{2} I_{ab} \sin(\widehat{E_m, I_{ab}}) = \\ = S \frac{4B_m}{3\pi \sqrt{2}} \frac{\omega}{2} \frac{E_m \sin \theta}{2z_{ab}} \frac{x_{ab}}{z_{ab}}$$

или, используя приведенные выше выражения для E_m , получаем

$$M = \frac{3E_m^2}{8\pi f} \frac{x_{ab} \sin \theta}{r_{ab}^2 + x_{ab}^2}. \quad (8-54)$$

Из этой формулы видно, что синхронизирующий момент магнесина выражается такой же формулой, что и момент сельсина. Расчеты показывают, что момент магнесина значительно меньше, чем у сельсинов аналогичного размера; к тому же точность передачи угла может быть получена вполне удовлетворительной, поскольку у магнесина на валу нет момента трения в контактном устройстве и реактивных моментов от зубчатости на статоре.

Трансформаторная синхронная передача. Схема трансформаторной синхронной передачи с магнесином-датчиком (МД) приведена на рис. 8-38. В качестве приемника используется обычный сельсин-приемник (контактный или бесконтактный). Для предотвращения в цепи синхронизации токов основной частоты между магнесином-датчиком и сельсином-приемником включен согласующий трехобмоточный трансформатор, соотношение чисел витков в обмотках которого видно из рис. 8-38. Легко установить, что сумма ЭДС основной частоты в любом контуре цепи синхронизации равна нулю, поэтому токи основной частоты в этих цепях отсутствуют. Токи от ЭДС двойной частоты замыкаются по цепи синхронизации и образуют в сельсине-приемнике пульсирующий магнитный поток. Угловое положение вектора этого потока по отношению к фазам обмотки синхронизации зависит от угла поворота ротора магнесина-датчика. Пульсирующий магнитный поток будет индуцировать в управляющей обмотке сельсина-приемника ЭДС, по амплитуде и фазе которой можно судить об угле рассогласований датчика и приемника, как и в обычной системе трансформаторной синхронной передачи с вращающимися трансформаторами или сельсинами.

Глава девятая

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

9-1. Назначение, устройство и основные режимы работы

Вращающимся трансформатором (ВТ) называется индукционная электрическая машина переменного тока, взаимная индуктивность обмоток которой изменяется по определенному закону в зависимости от угла поворота ротора. ВТ широко применяются в электромеханических счетно-решающих устройствах в качестве преобразователей угла поворота в переменное напряжение,

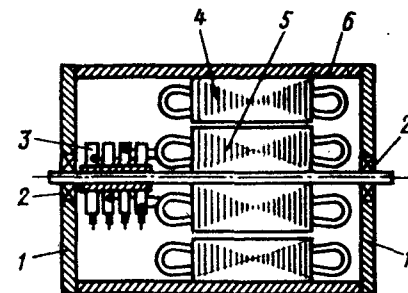


Рис. 9-1. Конструктивная схема ВТ

1 — крышки; 2 — подшипники; 3 — контактные кольца; 4 — пакет статора; 5 — пакет ротора; 6 — корпус

изменяющееся по заданному закону в зависимости от угла, в синхронных передачах грубого и точного отсчета как измерители угла рассогласования между двумя осями, в преобразователях вал-цифра, в программных механизмах и т. п.

Основными типами ВТ являются: 1) двухполюсные ВТ, имеющие по две взаимно перпендикулярные обмотки на статоре и ро-

торе; 2) многополюсные ВТ с распределенными и сосредоточенными обмотками; 3) индукционные редуктоины и индуктоины; 4) функциональные ВТ и индукционные потенциометры.

Двухполюсные ВТ выполняются как неявнополюсные электрические машины, имеющие равномерно распределенные пазы на статоре и роторе (рис. 9-1). Пакеты статора и ротора набираются из листовой электротехнической стали или пермаллоя. Для получения однородных магнитных свойств применяется веерная сборка листов и скос паза ротора на одно зубцовое деление. В пазы статора и ротора укладываются по две взаимно перпендикулярные обмотки; закон распределения витков по пазам подбирается таким образом

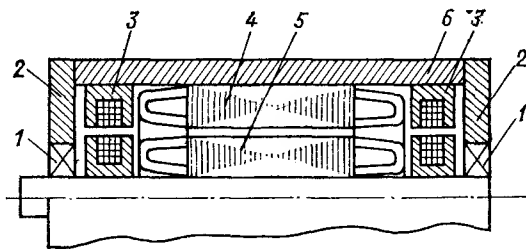


Рис. 9-2. ВТ с кольцевыми трансформаторами
1 — подшпильники; 2 — крышки; 3 — кольцевые трансформаторы; 4 — пакет статора; 5 — пакет ротора; 6 — корпус

(см. § 9-9), чтобы взаимная индуктивность обмоток статора и ротора изменялась по синусоидальному (косинусоидальному) закону в зависимости от угла поворота ротора. Напряжение к обмоткам ротора подводится (снимается) с помощью контактных колец и щеток или с помощью контактных пружин; во втором случае угол поворота ротора ограничен. За последние годы получили распространение ВТ, в которых питание к обмотке ротора подается с помощью кольцевого трансформатора (рис. 9-2).

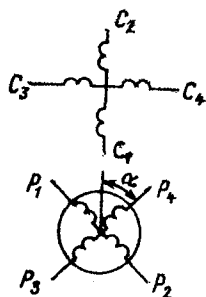


Рис. 9-3. Электрическая схема ВТ
образователь координат; 4) ВТ в режиме фазовращателя; 5) трансформаторная синхронная передача на ВТ. Основные соотношения для этих режимов рассматриваются ниже (см. § 9-2—9-5).

Многополюсные ВТ применяются для дистанционной передачи угла по принципу электромагнитной редукции. Принцип электромагнитной редукции состоит в том, что период изменения выходного напряжения ВТ по амплитуде составляет $2\pi/p$ (где p — число

пар полюсов); т. е. за один оборот ротора напряжение ВТ проходит p периодов; p называют коэффициентом электромагнитной редукции. При одинаковых относительных погрешностях изменения выходного напряжения ВТ погрешность многополюсного ВТ, выраженная в угловых единицах, будет в p раз меньше, чем двухполюсного.

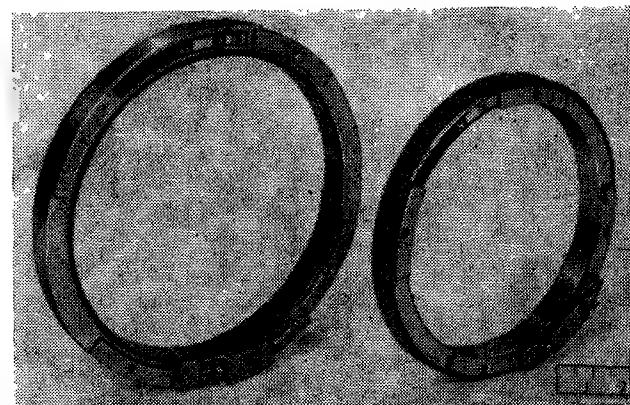


Рис. 9-4. Многополюсные ВТ с сосредоточенными обмотками ($p = 128$)

В настоящее время для точных синхронных передач применяются ВТ с большим числом пар полюсов: $p = 60 \div 180$. Эти ВТ имеют сосредоточенные обмотки, которые выполняются на сплошном или шихтованном магнитопроводе. Для синусоидального изменения взаимной индуктивности обмоток статора и ротора в зависимости от угла поворота выбираются соответствующие ширина зубца и скос паза. Обычно ВТ с сосредоточенными обмотками имеют однофазную обмотку возбуждения на роторе и двухфазную обмотку синхронизации на статоре. На рис. 9-4 приведен общий вид многополюсного ВТ с сосредоточенными обмотками.

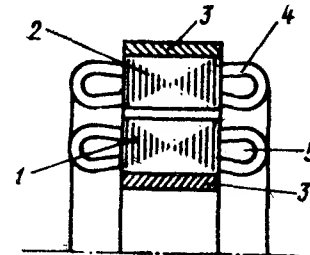


Рис. 9-5. Принципиальная конструктивная схема четырехполюсного ВТ бескорпусного исполнения
1 — пакет ротора; 2 — пакет статора; 3 — ободы; 4 — обмотка статора; 5 — обмотка ротора

Многополюсные ВТ с распределенными обмотками имеют сравнительно малое число пар полюсов ($p = 2 \div 4$); по существу, в этих ВТ по расточке статора и ротора повторяется p раз двухполюсная машина. ВТ этого типа применяются в тех случаях, когда взаимное расположение статора и ротора четко не фиксировано или когда необходима передача угла в ограниченном диапазоне, например, угла качки судна относительно стабилизированной платформы.

Как правило, многополюсные ВТ выполняются в виде плоских машин с малым отношением активной длины пакета к диаметру расточки ($l/D = 0,1 \div 0,3$). Магнитопроводы статора и ротора набираются из листовой электротехнической стали или пермаллоя и имеют суммарный скос пазов в противоположные стороны на одно зубцовое деление. На рис. 9-5 приведена принципиальная конструктивная схема ВТ с распределенными обмотками бескорпусного исполнения.

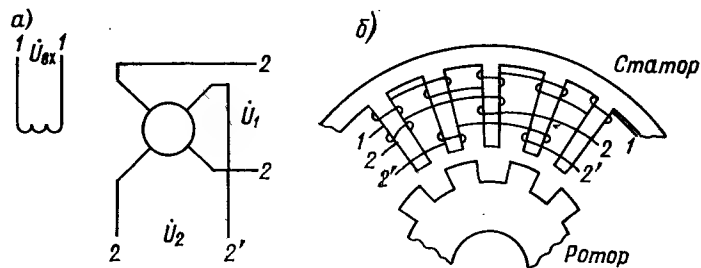


Рис. 9-6. Электрическая (а) и конструктивная (б) схемы двухфазного индукционного редуктосина

Большое число различных модификаций вращающихся трансформаторов с электромагнитной редукцией можно получить за счет использования зубцовых гармоник поля при различном числе

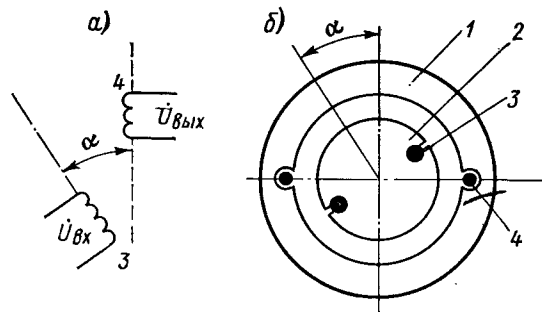


Рис. 9-7. Электрическая (а) и конструктивная (б) схемы индукционного потенциометра
1 — статор; 2 — ротор; 3 — обмотка возбуждения; 4 — обмотка возбуждения

зубцов на статоре и роторе. Такого рода ВТ получили название индукционных редуктосинов. Принципиальная схема одного из вариантов двухфазного индукционного редуктосина приведена на рис. 9-6. На статоре размещены первичная обмотка 1 и две вторичные 2 и 2', образующие двухфазную систему. Отношение числа зубцов статора и ротора равно $4/3$. При повороте ротора происходит изменение магнитной проводимости воздушного зазора между зубцами статора и ротора таким образом, что со вторичных диффе-

ренциальных обмоток снимаются два напряжения, изменяющиеся в зависимости от угла поворота со сдвигом 90° . Путем выбора линейных размеров зубцов можно получить изменение выходной ЭДС вторичных обмоток по закону, близкому к синусоидальному.

Функциональные преобразователи и индукционные потенциометры представляют собой двухобмоточные ВТ, коэффициент трансформации обмоток которых изменяется по заданному (линейному) закону в зависимости от угла поворота ротора. Принципиальные электрическая и конструктивные схемы индукционного потенциометра (ИП) приведены на рис. 9-7. На роторе ИП расположена однофазная обмотка возбуждения, а на статоре — вторичная сигнальная обмотка. Выбирая закон распределения витков по пазам статора и ротора, можно получить желаемую функцию изменения взаимной индуктивности обмоток и, следовательно, закон изменения выходной ЭДС. Эта зависимость выходной ЭДС при изменении нагрузки вторичной обмотки ИП будет искажаться, поэтому ИП обычно проектируются на определенное сопротивление нагрузки, влияние которого на выходное напряжение учитывается путем выбора числа витков в секциях обмоток.

9-2. Синусно-косинусный ВТ

Синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ) преобразует угол поворота α в два переменных напряжения, амплитуды которых пропорциональны соответственно $\sin \alpha$ и $\cos \alpha$. Наиболее просто это преобразование реализуется с помощью двухполюсного четырехобмоточного ВТ, описанного в предыдущем параграфе. Схема включения СКВТ приведена на рис. 9-8. Здесь f — обмотка возбуждения; k — квадратурная обмотка; a — косинусная обмотка; b — синусная обмотка.

Принцип работы. При рассмотрении основных режимов работы СКВТ примем следующие допущения: 1) взаимная индуктивность обмоток статора и ротора изменяется по синусоидальному (косинусоидальному) закону; 2) обмотки на статоре (роторе) взаимно перпендикулярны; 3) потери в стали пренебрежимо малы; 4) собственные параметры обмоток статора и ротора попарно одинаковы и постоянны.

Такой СКВТ называется идеализированным.

Наиболее простым является режим холостого хода, ($Z_{на} = Z_{nb} = \infty$). При включении обмотки возбуждения в сеть переменного тока в воздушном зазоре машины образуется переменный продольный магнитный поток Φ_d , ось которого совпадает с осью обмотки возбуждения. Этот поток индуцирует (рис. 9-9): ЭДС в обмотке возбуждения

$$\dot{E}_f = -j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \Phi_d \omega_{ф};$$

ЭДС в косинусной и синусной обмотках

$$\dot{E}_a = -j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_d \omega_{\text{эф}} \cos \alpha = \dot{E} \cos \alpha;$$

$$\dot{E}_b = -j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_d \omega_{\text{эф}} \sin \alpha = \dot{E} \sin \alpha.$$

Здесь $\omega_{\text{эф}}$ и $\omega_{\text{эф}}$ — эффективные числа витков обмотки возбуждения и вторичных обмоток; E — действующее значение вторичной ЭДС, когда оси обмоток совпадают ($\alpha = 0$).

Отношение $K = E/E_f = \omega_{\text{эф}}/\omega_f$ называется коэффициентом трансформации СКВТ.

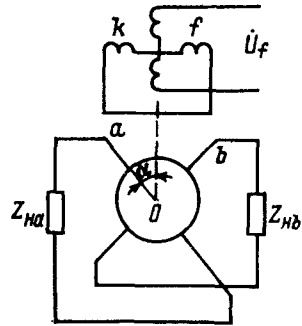


Рис. 9-8. Электрическая схема СКВТ

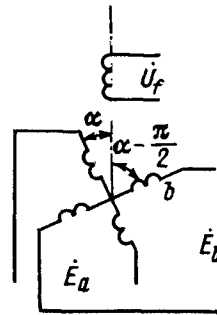


Рис. 9-9. В пояснение принципа работы СКВТ

Уравнение ЭДС для обмотки возбуждения имеет вид

$$\dot{U}_f = -\dot{E}_f + \dot{I}_{f0} Z_f.$$

Этому уравнению соответствует схема замещения, приведенная на рис. 9-10. Вторичная обмотка показана для случая, когда ее ось совпадает с осью обмотки возбуждения.

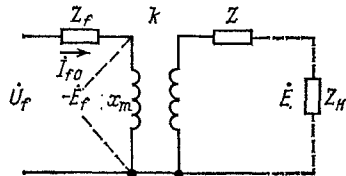


Рис. 9-10. Схема замещения двухобмоточного ВТ

Отношение

$$K_u = \frac{\dot{E}}{\dot{U}_f} = \frac{K \dot{E}_f}{\dot{U}_f} = \frac{K}{1 + Z_f/(jx_m)}$$

называется коэффициентом передачи СКВТ по напряжению.

ЭДС квадратурной обмотки $\dot{E}_k$ в режиме холостого хода у идеализированного СКВТ равна нулю. При нагрузке вторичных обмоток СКВТ различными сопротивлениями $Z_{Ha} \neq Z_{Hb}$ электромагнитные процессы существенно усложняются. Во вторичных обмотках a и b появляются токи $\dot{I}_a$ и $\dot{I}_b$, которые совместно с токами в обмотке возбуждения создают намагничивающие силы:

по продольной оси

$$\dot{F}_d = 0,9 (\dot{I}_f \omega_{\text{эф}} + \dot{I}_a \omega_{\text{эф}} \cos \alpha + \dot{I}_b \omega_{\text{эф}} \sin \alpha);$$

по поперечной оси

$$\dot{F}_q = 0,9 (-\dot{I}_a \omega_{\text{эф}} \sin \alpha + \dot{I}_b \omega_{\text{эф}} \cos \alpha).$$

Этим намагничивающим силам будут соответствовать продольный и поперечный магнитные потоки $\dot{\Phi}_d$ и $\dot{\Phi}_q$. СКВТ можно представить себе как совокупность двух однофазных трехобмоточных трансформаторов, соединенных по схеме рис. 9-11.

Магнитный поток $\dot{\Phi}_d$, если пренебречь падением напряжения на собственном сопротивлении обмотки возбуждения, остается постоянным, и его можно найти из следующего уравнения

$$\begin{aligned} \dot{U}_f &= \dot{I}_f Z_f + j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_d \omega_{\text{эф}} \approx \\ &\approx j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_d \omega_{\text{эф}}. \end{aligned}$$

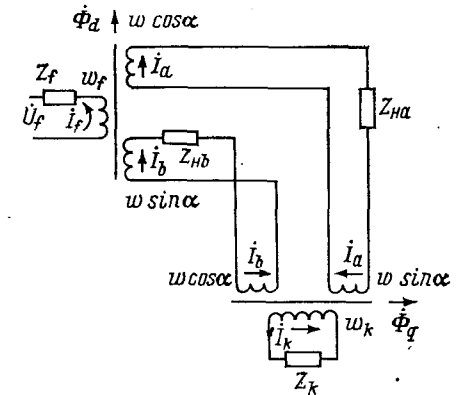


Рис. 9-11. Приведение СКВТ к двум однофазным трансформаторам

Поперечный поток $\dot{\Phi}_q$ создается намагничивающей силой вторичных обмоток и в общем случае зависит от угла поворота ротора α :

$$\dot{\Phi}_q = \lambda \dot{F}_q = 0,9 \lambda (-\dot{I}_a \omega_{\text{эф}} \sin \alpha + \dot{I}_b \omega_{\text{эф}} \cos \alpha).$$

Этот поток будет индуцировать во вторичных обмотках добавочную ЭДС, что приведет к искажению синусоидальной (косинусоидальной) зависимости вторичных напряжений от угла поворота ротора α . При замкнутой накоротко квадратурной обмотке этот поток демпфируется и выходные напряжения сохраняют синусоидальную зависимость от угла поворота ротора при любых сопротивлениях нагрузки. В этом случае говорят, что в СКВТ выполнено первичное симметрирование; более точно физическое содержание этого понятия рассмотрено ниже.

[Поперечный поток $\dot{\Phi}_q$ равен нулю, если

$$\dot{I}_a \sin \alpha = \dot{I}_b \cos \alpha. \quad (9-1)$$

Токи $\dot{I}_a$ и $\dot{I}_b$ определяются формулами:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{E} \cos \alpha}{Z + Z_{Ha}} = \frac{\dot{E} \cos \alpha}{Z_a};$$

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{E} \sin \alpha}{Z + Z_{Hb}} = \frac{\dot{E} \sin \alpha}{Z_b},$$

где Z — собственное сопротивление вторичной обмотки.

Подставив эти выражения в формулу (9-1), получим $Z_a = Z_b$. При этом условии, называемом условием вторичного симметрирования, вторичное напряжение изменяется в зависимости от угла поворота ротора по синусоидальному закону.

Уравнения ЭДС СКВТ составляются по правилам, приведенным в § 1-2 для обобщенной электрической машины. Здесь в отличие от условий составления уравнений § 1-2 будем считать, что параметры обмоток не приведены к обмотке возбуждения. В этом случае в сопротивление взаимной индукции должен войти коэффициент трансформации. В матричной форме уравнения ЭДС имеют вид

$$\begin{bmatrix} f \\ k \\ a \\ b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_f + jx_m & 0 & jx_m K \cos \alpha & jx_m K \sin \alpha \\ 0 & Z_k + jx_m & -jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha \\ jx_m K \cos \alpha & -jx_m K \sin \alpha & Z_a + jx_m K^2 & 0 \\ jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha & 0 & Z_b + jx_m K^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_f \\ i_k \\ i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (9-2)$$

где Z_f, Z_k — собственные сопротивления обмоток возбуждения и квадратурной, включая внешние сопротивления; K — коэффициент трансформации; x_m — индуктивное сопротивление обмотки возбуждения; $Z_a = Z + Z_{на}$; $Z_b = Z + Z_{вб}$ — сопротивления косинусной и синусной обмоток, включая сопротивление нагрузки. Решая уравнения (9-2) относительно токов, получаем

$$\left. \begin{aligned} i_f &= \dot{U}_f \frac{1 - A(Z_a - Z_b) \cos^2 \alpha}{Z_f + \frac{jx_m Z_b}{jx_m K^2 + Z_b} + A(Z_a - Z_b)(Z_k - Z_f) \cos^2 \alpha}; \\ i_k &= \dot{U}_f \frac{A/2 (Z_a - Z_b) \sin 2\alpha}{Z_f + \frac{jx_m Z_b}{jx_m K^2 + Z_b} + A(Z_a - Z_b)(Z_k - Z_f) \cos^2 \alpha}; \\ i_a &= \dot{U}_f \frac{-K \cos \alpha}{Z_a \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) + Z_f K^2 - \frac{K^2 (Z_k - Z_f)(Z_a - Z_b)}{Z_b \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right) + Z_k K^2} \sin^2 \alpha}; \\ i_b &= \dot{U}_f \frac{-K \sin \alpha}{Z_b \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) + Z_f K^2 - \frac{K^2 (Z_k - Z_f)(Z_a - Z_b)}{Z_a \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right) + Z_k K^2} \sin^2 \alpha}; \end{aligned} \right\} \quad (9-3)$$

где

$$A = \frac{(jx_m K)^2}{Z_a Z_b Z_k \left(1 + \frac{jx_m K^2}{Z_b}\right) \left(1 + \frac{jx_m K^2}{Z_a} + \frac{jx_m}{Z_k}\right)}.$$

Из полученных выражений следует, что выходные напряжения СКВТ $\dot{U}_a = i_a Z_{на}$ и $\dot{U}_b = i_b Z_{вб}$ изменяются по косинусоидальному и синусоидальному законам в зависимости от угла поворота ротора α при выполнении одного из следующих условий: условия первичного симметрирования $Z_f = Z_k$; условия вторичного симметрирования $Z_a = Z_b$.

Из первой формулы (9-3) следует, что ток, потребляемый СКВТ, и его входное сопротивление не зависят от угла α , если $Z_a = Z_b$, т. е. выполнено вторичное симметрирование. Точно так же можно показать, что выходное сопротивление вторичных обмоток СКВТ не зависит от угла α , если выполнено первичное симметрирование. Точность вторичного симметрирования (а при питании со стороны вторичных обмоток — и первичного симметрирования) можно оценить по ЭДС квадратурной обмотки, которая определяется по формуле $E_k = i_k Z_k$ при $Z_k \rightarrow \infty$. Подставляя сюда значение i_k из (9-3) и полагая, что $Z_b - Z_a \ll Z_a$, получаем

$$\dot{E}_k \approx \frac{(Z_a - Z_b) \dot{U}_f}{2Z_b} \frac{\sin 2\alpha}{\left(1 + \frac{Z_a}{jx_m K^2}\right) \left[1 + \frac{Z_f}{jx_m} \left(1 + \frac{jx_m K^2}{Z_b}\right)\right]}. \quad (9-4)$$

Для анализа работы СКВТ в некоторых схемах целесообразно из уравнений (9-2) исключить токи статора по формулам, приведенным в § 1-3. Уравнения ЭДС примут вид

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a + \frac{K^2 Z_f}{1 + \frac{Z_f}{jx_m}} + \frac{K^2 (Z_k - Z_f) \sin^2 \alpha}{\left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right)} \\ - \frac{K^2 (Z_k - Z_f) \sin \alpha \cos \alpha}{\left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right)} \\ \dots \\ - \frac{K^2 (Z_k - Z_f) \sin \alpha \cos \alpha}{\left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right)} \\ + \frac{K^2 (Z_k - Z_f) \cos^2 \alpha}{\left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\dot{U}_f K \cos \alpha}{1 + Z_f/(jx_m)} \\ -\frac{\dot{U}_f K \sin \alpha}{1 + Z_f/(jx_m)} \end{bmatrix}. \quad (9-5)$$

Из этих уравнений следует, что при соблюдении условия первичного симметрирования $Z_f = Z_k$ выходные обмотки СКВТ можно рассматривать как две независимые обмотки с выходным сопротивлением

$$Z_{вых} = Z + \frac{K^2 Z_f}{1 + Z_f/(jx_m)}$$

и ЭДС (рис. 9-12)

$$\dot{E}_a = \frac{-\dot{U}_f K \cos \alpha}{1 + Z_f/(jx_m)}; \quad \dot{E}_b = \frac{-\dot{U}_f K \sin \alpha}{1 + Z_f/(jx_m)}.$$

Величины, характеризующие СКВТ как элемент автоматики и счетно-решающих устройств и определяющие его применимость в той или иной схеме и точность работы, можно разделить на две группы. К величинам первой группы относятся: номинальное напряжение возбуждения U_{fN} ; частота сети f ; коэффициент трансформации K ; коэффициент передачи по напряжению K_u ; входное и выходное сопротивление $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$; фазовый сдвиг между вторичной ЭДС и приложенным напряжением φ_e .

Из схемы замещения, приведенной на рис. 9-10, получаем: сопротивление холостого хода $Z_{f0} = Z_f + jx_m$; сопротивление короткого замыкания

$$Z_{fк.з} = Z_f + \frac{jx_m Z/K^2}{jx_m + Z/K^2};$$

входное сопротивление при некотором сопротивлении нагрузки

$$Z_{вх} = Z_f + \frac{jx_m (Z + Z_H)/K^2}{jx_m + \frac{Z + Z_H}{K^2}};$$

выходное сопротивление

$$Z_{вых} = Z + \frac{jx_m Z_f K^2}{jx_m + Z_f};$$

фазовый сдвиг между вторичной ЭДС и приложенным напряжением

$$\varphi_e = \arg \frac{\dot{E}}{\dot{U}_f} = -\arg \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m} \right).$$

Имея эти параметры, нетрудно определить любые электромагнитные величины, характеризующие работу СКВТ в схеме: потребляемые ток и мощность, выходное напряжение, оптимальную нагрузку и т. п.

Наиболее важными для СКВТ являются величины второй группы, характеризующие его точность; они определяют, насколько

реальная машина отличается от идеализированной. К этим величинам относятся:

Относительная амплитудная погрешность воспроизведения синусоидальной зависимости вторичной ЭДС от угла поворота ротора (в процентах)

$$\varepsilon = \frac{\Delta E_m}{E} \cdot 100 = \frac{\cos \alpha}{34,4} \Delta \alpha, \quad (9-6)$$

где $\Delta \alpha$ — максимальная угловая погрешность, ...°.

В зависимости от максимальной амплитудной относительной погрешности, выраженной в процентах (от $\pm 0,005$ до $\pm 0,3$), СКВТ делят на 7 классов точности.

Асимметрия нулевых точек, характеризующая перпендикулярность обмоток статора и ротора СКВТ. Для ее определения

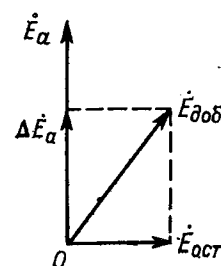


Рис. 9-13. Векторная диаграмма остаточной ЭДС ВТ

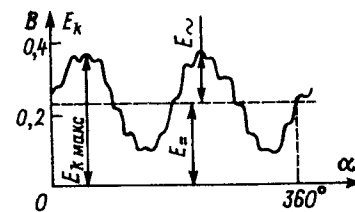


Рис. 9-14. Зависимость ЭДС квадратурной обмотки от угла поворота ротора

СКВТ поочередно возбуждается со стороны первичных обмоток, и затем определяются угловые положения ротора, при которых ЭДС вторичных обмоток равна нулю. Отклонение этих углов от значений, кратных 90° , представляет собой асимметрию нулевых точек СКВТ.

Из формулы (9-6) следует, что для данного класса точности максимальная асимметрия (в минутах) не должна превосходить

$$\Delta \alpha_{ас} \leq 35\varepsilon, \quad (9-7)$$

где ε — относительная амплитудная погрешность, %.

Остаточная ЭДС в нулевых точках. Вследствие электрической и магнитной асимметрии магнитопровода от различных технологических причин при однофазном питании СКВТ образуется эллиптическое вращающееся магнитное поле, которое индуцирует во вторичных обмотках ЭДС, сдвинутую по фазе на некоторый угол по отношению к ЭДС от основного магнитного потока. Эта добавочная ЭДС может быть разложена на две составляющие (рис. 9-13): совпадающую по фазе с основной ЭДС и сдвинутую на 90° . Совпадающая по фазе ЭДС компенсируется поворотом ротора, что обуславливает асимметрию нулевых точек. Вторая же составляющая добавочной ЭДС не может быть скомпенсирована, она представляет собой остаточную ЭДС, которая состоит из ЭДС основной частоты

и ЭДС высших гармоник, появляющихся от нелинейности кривой намагничивания магнитопровода.

На работе СКВТ в компенсационных схемах главное влияние оказывает остаточная ЭДС основной частоты. Выраженная в процентах E , она не должна превосходить половины амплитудной погрешности.

ЭДС квадратурной обмотки. В идеальном СКВТ взаимная индуктивность перпендикулярных обмоток статора (ротора) должна отсутствовать. В действительности вследствие различного рода технологических погрешностей взаимная индуктивность обмоток не равна нулю, что приводит к появлению ЭДС на квадратурной обмотке при включении в сеть обмотки возбуждения. Эту ЭДС называют ЭДС квадратурной обмотки. Она состоит из основной гармоники, имеющей частоту сети, и высших временных гармоник. ЭДС квадратурной обмотки зависит от углового положения ротора и содержит постоянную составляющую, от углового положения ротора не зависящую, переменную составляющую с двумя периодами за один оборот ротора, и зубцовые гармоники (рис. 9-14).

Кривая ЭДС квадратурной обмотки является весьма полезной при анализе качества изготовления магнитопровода СКВТ. Обычно для СКВТ как электрической машины задается максимальная ЭДС квадратурной обмотки, выраженная в процентах напряжения возбуждения,

$$e_k = \frac{E_{\text{Кмакс}}}{U_f} \cdot 100. \quad (9-8)$$

Относительная разность коэффициентов передачи по напряжению косинусной и синусной обмоток (в процентах)

$$\Delta K = \frac{K_a - K_b}{K_a} \cdot 100.$$

Вследствие разницы в числе витков вторичных обмоток коэффициенты передачи по напряжению могут несколько отличаться. Это отклонение для данного класса точности не должно превосходить относительной амплитудной погрешности воспроизведения синусоидальной зависимости.

Кроме указанных показателей погрешностей СКВТ вводят так называемые дополнительные погрешности, определяющие изменение выходной ЭДС при колебаниях напряжения, частоты и температуры в заданных пределах. Дополнительные погрешности характеризуют относительным изменением коэффициента передачи СКВТ K_u :

$$\left(\frac{\Delta K_u}{K_u} \right)_u; \quad \left(\frac{\Delta K_u}{K_u} \right)_f; \quad \left(\frac{\Delta K_u}{K_u} \right)_t.$$

Вещественная часть этих изменений определяет амплитудную дополнительную ошибку, а мнимая часть — фазовую ошибку.

9-3. Линейный ВТ

Принцип работы. Линейная зависимость выходного напряжения ВТ при малых углах поворота ротора достаточно удовлетворительно может быть получена на синусной обмотке. Однако при больших изменениях угла α ($\pm 60^\circ$) хорошие результаты дают схемы четырехобмоточных ВТ с вполне определенным коэффициентом трансформации (рис. 9-15). Рассмотрим кратко принцип работы линейного вращающегося трансформатора (ЛВТ) с первичной симметрией (рис. 9-15, а). В этой схеме обмотка возбуждения ВТ и косинусная обмотка соединены последовательно и подключены к сети переменного тока, квадратурная обмотка замкнута накоротко, а синусная обмотка включена на нагрузку. Поперечный поток, появляющийся от токов в цепи нагрузки и в косинусной обмотке, демпфируется короткозамкнутой квадратурной обмоткой и может не учитываться. Считая, что ЭДС создается только продольным потоком и собственные параметры обмоток малы, будем иметь:

для цепи возбуждения ЛВТ

$$U_f = E_f + E \cos \alpha = E_f (1 + K \cos \alpha);$$

для цепи нагрузки

$$U_n = E \sin \alpha = K E_f \sin \alpha.$$

Исключая отсюда E_f , получим

$$U_n = K U_f \frac{\sin \alpha}{1 + K \cos \alpha}. \quad (9-9)$$

Можно показать, что функция

$$f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha} \text{ с точностью до } 0,06\%$$

совпадает с линейной функцией в диапазоне изменения угла α от -60° до $+60^\circ$, если $m = 0,536$. Отсюда следует, что для ЛВТ необходимо выбирать СКВТ с коэффициентом трансформации $K = 0,536$. В действительности K имеет несколько большее значение (см. стр. 247), так как при выводе формулы (9-9) не учитывались собственные параметры обмоток. Отличительная особенность схемы ЛВТ с первичной симметрией — это независимость выходного сопротивления ЛВТ от угла поворота ротора, что обусловило широкое применение этой схемы в автоматических системах и счетно-решающих устройствах. Схема ЛВТ со вторичной симметрией (рис. 9-15, б) является взаимной по отношению к схеме ЛВТ с первичной симметрией и согласно теореме взаимности, сформулированной применительно к четырехполюсникам, для нее имеют место аналогичные соотношения. Для ЛВТ со вторичной симметрией входное сопротивление не зависит от угла поворота ротора α .

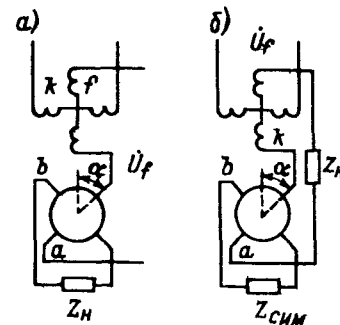


Рис. 9-15. Электрические схемы ЛВТ: а — с первичной симметрией; б — со вторичной симметрией

Уравнения ЭДС ЛВТ с первичной симметрией можно составить непосредственно исходя из схемы, приведенной на рис. 9-15, а, или же методом преобразования координат, изложенным в § 1-6. Эти уравнения имеют вид

$$\begin{matrix} f & k & b \\ \begin{bmatrix} Z_{fa} + jx_m(1 + K^2 + 2K \cos \alpha) & jx_m K \sin \alpha & -jx_m K \sin \alpha \\ jx_m K \sin \alpha & Z_k + jx_m & jx_m K \cos \alpha \\ -jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha & Z_b + jx_m K^2 \end{bmatrix} & \times & \begin{bmatrix} i_f \\ i_k \\ i_b \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (9-10)$$

где $Z_{fa} = Z_f + Z$ — собственное сопротивление цепи возбуждения; $Z_b = Z + Z_n$ — сопротивление выходной обмотки, включая сопротивление нагрузки.

Решая эти уравнения относительно тока i_b , получаем

$$i_b = \dot{U}_f \frac{jx_m K (jx_m + Z_k + jx_m K \cos \alpha) \sin \alpha}{\Delta}, \quad (9-11)$$

где

$$\Delta = [Z_{fa} + jx_m(1 + K^2 + 2K \cos \alpha)](Z_k jx_m K^2 + jx_m Z_b + Z_k Z_b) + (jx_m K)^2 (Z_{fa} - Z_k - Z_b) \sin^2 \alpha. \quad (9-12)$$

Условие первичной симметрии для ЛВТ означает, что его выходное сопротивление не зависит от угла поворота ротора α , т. е. ток в цепи синусной обмотки при подаче на нее напряжения не зависит от угла α . Уравнения напряжений в этом случае получаются из (9-10) путем замены вектора напряжений вектором

$$\dot{U}' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{U} \end{bmatrix}.$$

Решая полученную систему уравнений относительно тока i'_b , получаем

$$i'_b = \dot{U} \frac{[Z_{fa} + jx_m(1 + K^2 + 2K \cos \alpha)](Z_k + jx_m) - (jx_m K)^2 \sin^2 \alpha}{\Delta}.$$

Сравнивая числитель этой формулы с выражением (9-12), нетрудно видеть, что i'_b не зависит от α , если

$$\frac{jx_m K^2 Z_k + Z_b (Z_k + jx_m)}{Z_k + jx_m} = Z_k + Z_b - Z_{fa};$$

отсюда

$$Z_{fa} = Z_k \left[1 - \frac{K^2}{1 + Z_k/(jx_m)} \right]. \quad (9-13)$$

При этом условии выражение (9-11) для тока нагрузки принимает вид

$$i_b = \frac{K \dot{U}_f}{Z_b \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m} \right) + Z_k K^2} \frac{\sin \alpha}{1 + \frac{K}{1 + Z_k/(jx_m)} \cos \alpha}. \quad (9-14)$$

Оценим симметрирующее сопротивление $Z_{сим}$, необходимое для выполнения условия (9-13). Полагая, что $\left| \frac{Z_k}{jx_m} \right| \leq 1$; $Z_{fa} \approx Z_f (1 + K^2)$; $Z_k = Z_f + Z_{сим}$, из соотношения (9-13) находим

$$Z_{сим} = \frac{2K^2}{1 + K^2} Z_f.$$

Функция вида $\frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$, входящая в формулу (9-14), дает наилучшее приближение к линейной функции в диапазоне изменения угла от -60° до $+60^\circ$, если $m = 0,536$; полагая $m = \frac{K}{1 + Z_k/(jx_m)}$, из уравнения (9-13) получаем

$$K = m + \frac{m}{1 - m^2} \frac{Z_{fa}}{jx_m} \approx 0,536 + 0,752 \frac{x_{fs} + x_s}{x_m}, \quad (9-15)$$

где x_{fs} и x_s — индуктивные сопротивления рассеяния соответственно обмоток возбуждения и ротора.

На практике ради простоты схемы симметрирующее сопротивление в цепь квадратурной обмотки не включают, а замыкают ее накоротко и определяют условия, при которых выходная ЭДС ЛВТ изменяется линейно в зависимости от угла поворота ротора. ЭДС, индуцируемая в обмотке b ЛВТ,

$$\dot{E}_b = -jx_m K (i_f \sin \alpha - i_k \cos \alpha).$$

Решая уравнения (9-10) относительно токов i_f и i_k при условии, что $i_b = 0$, и подставляя их в выражение для $\dot{E}_b$, находим

$$\dot{E}_b = \frac{K \dot{U}_f}{1 + Z_k/(jx_m)} \frac{\sin \alpha}{1 + \frac{K}{1 + Z_k/(jx_m)} \cos \alpha + \frac{2Z_k K^2}{jx_m [1 + Z_k/(jx_m) + K \cos \alpha]}}. \quad (9-16)$$

При выводе этого выражения принято, что $Z_{fa} = Z_f (1 + K^2) = Z_k (1 + K^2)$. Заменяя последний член в знаменателе второй дроби его значением при $\alpha = 0$ и пренебрегая членами $[Z_k/(jx_m)]^2$, выражение (9-16) запишем в виде

$$\dot{E}_b = \frac{m_1 \dot{U}_f \sin \alpha}{1 + m_1 \cos \alpha},$$

где

$$m_1 = \frac{K}{\left(1 + \frac{Z_k}{jx_m} \right) \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m} \frac{2K^2}{1 + K^2} \right)}.$$

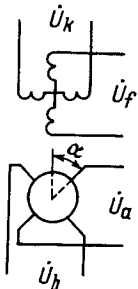
Отсюда

$$K \approx m_1 + m_1 \left(1 + \frac{2m_1}{1 + m_1} \right) \frac{Z_k}{jx_m}. \quad (9-17)$$

При $m_1 = 0,536$ получим $K \approx 0,536 + 0,91 x_{ks}/x_m$, где x_{ks} — индуктивное сопротивление рассеяния квадратурной обмотки.

9-4. СКВТ как преобразователь координат

СКВТ широко применяется для преобразования на плоскости декартовых координат при повороте осей и декартовой системы координат в полярную. Для решения первой задачи обмотки возбуждения и квадратурная питаются напряжениями $U_f \sim y$, $U_k \sim x$, совпадающими по фазе и пропорциональными преобразуемым координатам (рис. 9-16). Выражения для токов и напряжений в цепях нагрузок СКВТ можно получить, используя принцип наложения,



по которому ток в цепи нагрузки равен сумме двух составляющих, возникающих при поочередном питании обмоток f и k . Токи можно найти по формулам (9-3); при определении составляющих тока от напряжения, приложенного к квадратурной обмотке, надо в этих формулах заменить α на $\alpha - \pi/2$, а индексы f на k и наоборот.

Рис. 9-16. Электрическая схема преобразователя для поворота координатных осей

В общем случае при отсутствии симметрирования цепей СКВТ выражения для токов и напряжений получаются весьма громоздкими. Обычно в практических схемах выполняются первичное и вторичное симметрирование ($Z_f = Z_k$, $Z_a = Z_b$). Тогда

$$I_f = \frac{\dot{U}_f}{Z_f + \frac{jx_m Z_a}{Z_a + jx_m K^2}}; \quad I_k = \frac{\dot{U}_k}{Z_f + \frac{jx_m Z_a}{Z_a + jx_m K^2}};$$

$$\dot{I}_a = \frac{-K}{Z_a[1 + Z_f/(jx_m)] + Z_f K^2} (\dot{U}_f \cos \alpha + \dot{U}_k \sin \alpha);$$

$$\dot{I}_b = \frac{-K}{Z_a[1 + Z_f/(jx_m)] + Z_f K^2} (\dot{U}_f \sin \alpha - \dot{U}_k \cos \alpha).$$

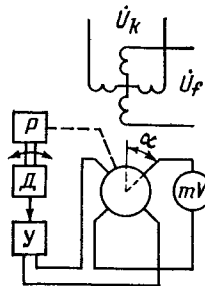
Отсюда следует, что напряжения на нагрузке вторичных обмоток будут

$$\dot{U}_a = \dot{I}_a Z_H = B (\dot{U}_f \cos \alpha + \dot{U}_k \sin \alpha);$$

$$\dot{U}_b = \dot{I}_b Z_H = B (\dot{U}_f \sin \alpha - \dot{U}_k \cos \alpha),$$

(9-18)

Рис. 9-17. Электрическая схема преобразователя декартовой системы координат в полярную
Р — редуктор; Д — двигатель; У — усилитель



т. е. они с точностью до масштабного множителя B пропорциональны координатам в повернутой на угол α системе координат. При преобразовании декартовой системы координат в полярную напряжения, подводимые к обмоткам статора, совпадают по фазе и пропор-

циональны преобразуемым координатам ($\dot{U}_f \sim y$; $\dot{U}_k \sim x$). Поворачивая ротор СКВТ так, чтобы напряжение в синусной обмотке было равно нулю [т. е. согласно (9-18) $\dot{U}_f \sin \alpha = \dot{U}_k \cos \alpha$], получают напряжение на косинусной обмотке ротора, пропорциональное $\sqrt{U_f^2 + U_k^2} \sim \sqrt{x^2 + y^2}$, что в определенном масштабе дает модуль радиуса-вектора, а угол поворота ротора — полярный угол α (рис. 9-17).

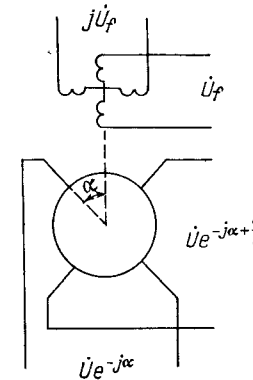


Рис. 9-18. Электрическая схема фазовращателя при двухфазном питании

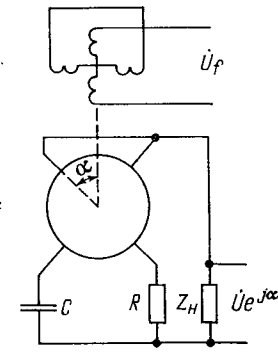
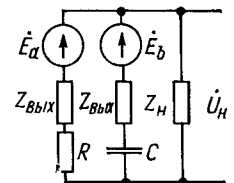


Рис. 9-19. Электрическая схема фазовращателя при однофазном питании

9-5. СКВТ в режиме фазовращателя

Наибольшее распространение имеют два режима работы фазовращателя: 1) при питании СКВТ двухфазным напряжением и 2) при однофазном питании СКВТ и параметрическом сдвиге фазы в первичной или вторичной цепи. В первом режиме первичные обмотки питаются двумя сдвинутыми по фазе на 90° напряжениями $\dot{U}_k$ и $\dot{U}_f$. Схема включения фазовращателя такая же, как и у преобразователя координат (рис. 9-18); сохраняются прежними и вы-

Рис. 9-20. Электрическая схема параметрического фазовращателя при первичном симметрировании



ражения для выходного напряжения (9-18). Из формул (9-18) следует, что выходное напряжение будет пропорционально $e^{j\alpha}$, если $\dot{U}_k = j\dot{U}_f$.

Для второго режима работы (параметрический фазовращатель) обычно выполняется первичное симметрирование СКВТ (рис. 9-19). В этом случае СКВТ можно представить в виде двухобмоточной машины (см. рис. 9-12). Соответственно этому схема фазовращателя имеет вид, изображенный на рис. 9-20. При определении выход-

ного напряжения воспользуемся методом узловых потенциалов, согласно которому

$$\dot{U} = \frac{Y_a \dot{E}_a + Y_b \dot{E}_b + Y_n \dot{E}_n}{Y_a + Y_b + Y_n}, \quad (9-19)$$

где $\dot{E}_a = \dot{E} \cos \alpha$, $\dot{E}_b = \dot{E} \sin \alpha$ — ЭДС обмоток a и b ; $\dot{E}_n = 0$; $Y_a = 1/(Z_{\text{вых}} + R)$ — полная проводимость цепи косинусной обмотки; $Y_n = 1/Z_n$ — полная проводимость нагрузки; $Y_b = \frac{1}{Z_{\text{вых}} + 1/(j\omega C)}$ — полная проводимость цепи синусной обмотки.

Для получения выходного напряжения, изменяющегося пропорционально $e^{j\alpha}$, необходимо принять $Y_b = jY_a$; тогда

$$\dot{U} = \dot{E} \frac{e^{j\alpha}}{1 + j + Y_n/Y_a}.$$

Подставляя приведенные выше выражения для Y_a , Y_b и Y_n , получаем

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{вых}} + R &= \frac{1}{\omega C} + jZ_{\text{вых}}; \\ \dot{U} &= \dot{E} \frac{e^{j\alpha}}{1 + j + (Z_{\text{вых}} + R)/Z_n}. \end{aligned} \right\} \quad (9-20)$$

Приравнивая в первом уравнении (9-20) вещественные и мнимые части, находим условия симметрирования вторичных цепей фазовращателя:

$$r_{\text{вых}} = x_{\text{вых}}; \quad R + r_{\text{вых}} = \frac{1}{\omega C} - x_{\text{вых}}.$$

На высоких частотах $x_{\text{вых}} > r_{\text{вых}}$, поэтому во вторичные обмотки СКВТ включают добавочные симметрирующие сопротивления $R_{\text{сим}} = x_{\text{вых}} - r_{\text{вых}}$.

9-6. Трансформаторная синхронная передача на СКВТ

С помощью СКВТ в настоящее время выполняются наиболее точные одноотсчетные системы трансформаторной синхронной передачи. Система состоит из двух СКВТ: датчика и приемника, вторичные обмотки которых соединены встречно и образуют цепь синхронизации. При возбуждении датчика переменным напряжением в его воздушном зазоре образуется пульсирующий магнитный поток, занимающий по отношению ко вторичным обмоткам вполне определенное положение, зависящее от угла поворота ротора α_d . Этот поток индуцирует во вторичных обмотках (косинусной и синусной) ЭДС $\dot{E}_a = \dot{E} \cos \alpha_d$ и $\dot{E}_b = \dot{E} \sin \alpha_d$. Под действием этих ЭДС в цепи синхронизации возникает ток, и в воздушном зазоре СКВТ-приемника появляется магнитный поток, который по отно-

шению к косинусной и синусной обмоткам занимает такое же положение, как и в датчике. При повороте ротора датчика на некоторый угол на такой же угол повернется ось магнитного потока приемника. Угол поворота можно определить с помощью обмотки управления (квадратурная обмотка СКВТ-приемника), в которой пульсирующий магнитный поток индуцирует управляющую ЭДС. В согласованном положении датчика и приемника управляющая ЭДС равна нулю, а при рассогласовании она используется как управляющий сигнал для привода исполнительного механизма, согласующего датчик и приемник.

Рассмотрим уравнения ЭДС трансформаторной синхронной передачи. Положим, что в качестве датчика применен СКВТ с первичной симметрией; такой датчик можно рассматривать как источник двух ЭДС ($\dot{E} \cos \alpha_d$ и $\dot{E} \sin \alpha_d$) с внутренним сопротивлением Z_d , равным выходному сопротивлению СКВТ. В качестве приемника используется СКВТ с симметричными косинусной и синусной обмотками. Одна из вторичных обмоток СКВТ-приемника является управляющей и включена на некоторое сопротивление нагрузки Z_n . С учетом сказанного трансформаторная система синхронной передачи будет иметь вид, изображенный на рис. 9-21. Уравнения ЭДС такой системы имеют вид

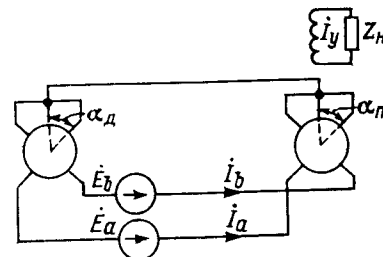


Рис. 9-21. Электрическая схема трансформаторной синхронной передачи при симметричном датчике

$$\begin{aligned} & \begin{matrix} a & b & y \\ a & \begin{bmatrix} Z_d + Z_n + jx_{mn} & 0 & -jx_{mn}K_n \cos \alpha_n \\ 0 & Z_d + Z_n + jx_{mn} & -jx_{mn}K_n \sin \alpha_n \\ -jx_{mn}K_n \cos \alpha_n & -jx_{mn}K_n \sin \alpha_n & Z_y + Z_n + jx_{mn}K_n^2 \end{bmatrix} \end{matrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{E} \cos \alpha_d \\ \dot{E} \sin \alpha_d \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где x_{mn} — индуктивное сопротивление намагничивания косинусной (синусной) обмотки СКВТ-приемника; Z_n — собственное сопротивление его синхронизирующей обмотки, включая сопротивление линии передачи; Z_y — собственное сопротивление обмотки управления; $K_n = \omega_y/\omega$ — коэффициент трансформации управляющей обмотки и косинусной (синусной) обмотки приемника; α_n — угол между осями косинусной обмотки приемника и его управляющей обмотки.

Решая эту систему уравнений относительно тока $\dot{I}_y$, получаем

$$\dot{I}_y = \frac{-K_n \dot{E} \cos(\alpha_d - \alpha_n)}{(Z_d + Z_n)K_n^2 + Z_y + Z_n + \frac{Z_d + Z_n}{jx_{mn}}(Z_y + Z_n)};$$

отсюда

$$\dot{U}_y = \dot{I}_y Z_n = \frac{-K_n \dot{E} \cos(\alpha_d - \alpha_n)}{1 + \frac{Z_y + (Z_d + Z_n)K_n^2}{Z_n} + \left(1 + \frac{Z_y}{Z_n}\right) \frac{Z_d + Z_n}{jx_{mn}}}.$$

В согласованном положении $\alpha_d - \alpha_n = \pi/2$ и $\dot{U}_y = 0$; при рас- согласовании датчика и приемника на некоторый угол θ $\alpha_d - \alpha_n = \pi/2 + \theta$; при этом

$$\dot{U}_y = \frac{\dot{E} K_n \sin \theta}{1 + \frac{Z_y + (Z_d + Z_n)K_n^2}{Z_n} + \left(1 + \frac{Z_y}{Z_n}\right) \frac{Z_d + Z_n}{jx_{mn}}}.$$

Для режима холостого хода ($Z_n = \infty$)

$$\dot{E}_y = \frac{\dot{E} K_n \sin \theta}{1 + (Z_d + Z_n)/(jx_{mn})}.$$

Из последней формулы находим выражение для крутизны ЭДС управляющей обмотки $S_y = \left. \frac{dE_y}{d\theta} \right|_{\theta=0}$;

$$S_y = \frac{E K_n}{|1 + (Z_d + Z_n)/(jx_{mn})|}.$$

9-7. Погрешности ВТ

Классификация погрешностей. Погрешностями ВТ называются величины, характеризующие точность отображения функциональной зависимости, получаемой на выходе ВТ в том или ином режиме работы. Применительно к СКВТ в режиме холостого хода эти величины были рассмотрены в § 9-2. Анализ экспериментальных данных о погрешностях ВТ показывает, что погрешности можно разбить на две группы:

1. *Систематические погрешности*, характерные для данного типа ВТ. Они обусловлены принципом работы, выбранным типом конструкции, применяемыми материалами, технологией производства, условиями эксплуатации ВТ и, как правило, несущественно изменяются от образца к образцу.

2. *Случайные погрешности*. Они зависят от технологического разброса свойств применяемых материалов, стабильности технологии, состояния и качества пооперационного контроля в процессе изготовления изделий. В некоторых случаях эти погрешности зависят от принятой методики испытаний ВТ. Анализ статистических закономерностей распределения случайных погрешностей по-

зволяет выяснить наиболее слабые стороны конструкции и технологии ВТ.

При исследовании ВТ как электрической машины более важное значение имеет анализ физической природы его погрешностей, позволяющий по допустимым ошибкам ВТ определить требования к его конструкции и технологии производства. В зависимости от их физической природы погрешности ВТ разделяются на четыре группы:

1. *Погрешности, вытекающие из принципа работы.* Под этим понимаются погрешности идеализированного ВТ, используемого в том или ином режиме работы. Для СКВТ, ЛВТ и фазовращателя — это погрешности из-за неточности симметрирования, а для ЛВТ — ошибки из-за отклонения зависимости $f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$ от линейной.

2. *Погрешности от конструктивных ограничений.* Сюда относятся погрешности ВТ из-за несинусоидального распределения обмоток, от изменения магнитной проводимости воздушного зазора при повороте зубчатого ротора, из-за нелинейности кривой намагничивания и от гистерезиса.

3. *Технологические погрешности.* Среди этой группы погрешностей первостепенное значение имеют эксцентриситет расточек статора и ротора ВТ, асимметрия магнитопровода, магнитное биение ротора и неточность скоса паза. К этой же группе технологических погрешностей относятся погрешности из-за неточного числа витков и наличия короткозамкнутых витков в обмотке и магнитопроводах.

4. *Погрешности, определяемые условиями работы ВТ.* Это прежде всего погрешности от изменения температуры окружающей среды, напряжения и частоты сети. Иногда эти погрешности называют дополнительными погрешностями в отличие от первых трех видов, называемых основными погрешностями.

Погрешности ВТ, вытекающие из принципа работы. Из этой группы погрешностей рассмотрим амплитудную погрешность СКВТ и погрешности однофазного фазовращателя из-за неточности симметрирования, а также принципиальную амплитудную погрешность ЛВТ.

1. *Относительная амплитудная погрешность СКВТ из-за неточности симметрирования.* Для ее определения воспользуемся формулой тока в синусной обмотке (9-3), которую можно записать в виде

$$\dot{I}_b = -\frac{\dot{U}_f K \sin \alpha}{A + B \cos^2 \alpha},$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= Z_b \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) + Z_f K^2; \\ B &= \frac{(Z_b - Z_a)(Z_k - Z_f) K^2}{Z_a \left(1 + \frac{Z_k}{jx_m}\right) + Z_k K^2} \end{aligned} \right\} \quad (9-21)$$

При идеальном симметрировании ($B = 0$) ток в обмотке СКВТ изменяется по синусоидальному закону:

$$i_{b \text{ ид}} = \frac{-\dot{U}_f K}{A} \sin \alpha.$$

Относительная амплитудная погрешность воспроизведения синусоидальной зависимости будет

$$\varepsilon_a = \left| \frac{i_{b \text{ ид}} - i_b}{i_{b \text{ ид}}} \right| = \frac{|B/A| \cos^2 \alpha \sin \alpha}{|1 + (B/A) \cos^2 \alpha|}$$

или, положив, что $|B| \ll |A|$, получим

$$\varepsilon_a = |B/A| \cos^2 \alpha \sin \alpha. \quad (9-22)$$

Путем исследования на максимум нетрудно установить что выражение (9-22) имеет наибольшее значение при $\alpha = 35^\circ 16'$:

$$\varepsilon_{a, \text{ макс}} = 0,384 |B/A|. \quad (9-23)$$

Формулы (9-23) и (9-21) позволяют по заданной относительной амплитудной погрешности воспроизведения синусоидальной зависимости определить требования к точности симметрирования СКВТ.

2. *Погрешности фазовращателя.* Если условия симметрирования вторичной цепи фазовращателя выполнены неточно, т. е. $Y_b = jY_a + \Delta Y$, то выражение для выходного напряжения (9-19) примет вид

$$\dot{U} = \dot{E} \frac{e^{j\alpha} \left(1 + \frac{\Delta Y}{Y_a} e^{-j\alpha} \sin \alpha \right)}{1 + j + \frac{\Delta Y}{Y_a} + \frac{Y_n}{Y_a}}.$$

Очевидно, что $\operatorname{Re} \left(\frac{\Delta Y}{Y_a} e^{-j\alpha} \sin \alpha \right) = \varepsilon_n$ представляет собой относительное изменение выходного напряжения фазовращателя, а $\operatorname{Im} \left(\frac{\Delta Y}{Y_a} e^{-j\alpha} \sin \alpha \right) = \Delta \alpha$ — фазовую погрешность фазовращателя.

Полагая $\Delta Y/Y = be^{j\varphi_0}$, найдем максимальные значения амплитудной и фазовой погрешностей фазовращателя из-за неточности симметрирования:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_{n, \text{ макс}} &= \frac{1}{2} b (1 + \sin \varphi_0); \\ \Delta \alpha_{\text{ макс}} &= \frac{1}{2} b (1 + \cos \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (9-24)$$

Относительная амплитудная и фазовая погрешности равны друг другу только в частном случае, когда $\varphi_0 = 45^\circ$.

3. *Принципиальные погрешности ЛВТ.* Амплитудные погрешности ЛВТ возникают вследствие отклонения математической зависимости $f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$ от линейной функции.

Для определения оптимального значения m , при котором функция $f(\alpha)$ наилучшим образом приближается к линейной функции в диапазоне изменения угла α от 0 до α_0 , поступим так. Нанесем линейную зависимость (рис. 9-22) таким образом, чтобы наибольшие отклонения линейной функции $k_1(\alpha)$ от нелинейной $f(\alpha)$ были одинаковы, т. е.

$$\Delta_1 = -\Delta_2 = \Delta_0. \quad (9-25)$$

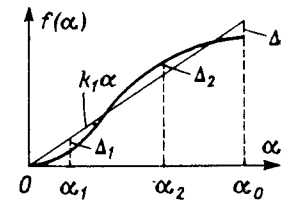


Рис. 9-22. Выбор линейной зависимости выходного напряжения ЛВТ

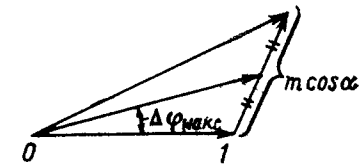


Рис. 9-23. К определению фазовой ошибки ЛВТ

Значения углов α_1 и α_2 , при которых

$$\Delta = k_1 \alpha - \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha} \quad (9-26)$$

имеет максимум, находятся из уравнения

$$k_1 m^2 \cos^2 \alpha - (1 - 2k_1 m) \cos \alpha + k_1 - m = 0. \quad (9-27)$$

Из соотношений (9-25), (9-26) и (9-27) получаем систему четырех уравнений для определения неизвестных α_1 , α_2 , m и k_1 :

$$k_1(\alpha_1 + \alpha_2) - \frac{\sin \alpha_1}{1 + m \cos \alpha_1} - \frac{\sin \alpha_2}{1 + m \cos \alpha_2} = 0;$$

$$k_2(\alpha_0 - \alpha_1) - \frac{\sin \alpha_0}{1 + m \cos \alpha_0} + \frac{\sin \alpha_1}{1 + m \cos \alpha_1} = 0;$$

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \frac{1 - 2k_1 m}{k_1 m^2} = 0;$$

$$\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \frac{k_1 - m}{k_1 m^2} = 0.$$

Решение этих уравнений при $\alpha_0 = 60^\circ$, выполненное численными методами, дает следующие результаты: $m = 0,5361$; $k_1 = 0,6525$. Практически крутизна линейной зависимости, определяемая коэффициентом k_1 , находится компенсационным методом.

Угол α_k , при котором должна производиться компенсация ЛВТ, находится из уравнения

$$0,6525\alpha_k - \frac{\sin \alpha_k}{1 + 0,5361 \cos \alpha_k} = 0$$

и равен $57^\circ 30'$.

Кроме амплитудной погрешности в ЛВТ всегда существует фазовая. В самом деле, коэффициент

$$m = \frac{K}{1 + Z_k/(jx_m)}$$

в реальном ВТ представляет собой комплексное число. Фазовую погрешность определяют по значению аргумента комплексного числа $1 + m \cos \alpha$ (рис. 9-23) при изменении α от 0 до 60° . Максимальная погрешность

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{0,5 \operatorname{Im} m}{|1 + 0,5m|}.$$

Подставляя сюда приведенные выше значения m , приближенно получим (в градусах)

$$\Delta\varphi_{\max} \approx 12r_k/x_m. \quad (9-28)$$

Погрешности ВТ от конструктивных ограничений. Конструкция ВТ как электрической машины накладывает определенные ограничения на точность его работы, в частности точность воспроизведения синусоидальной зависимости вторичных ЭДС от угла поворота ротора. Среди конструктивных факторов, которые всегда оказывают влияние на погрешности ВТ, существенное значение имеют несинусоидальность распределения обмотки, зубчатость статора и ротора, нелинейность кривой намагничивания.

1. Погрешности из-за несинусоидального распределения обмотки. Кривая НС распределенной обмотки электрических машин представляет собой ступенчатую кривую, разложение которой в ряд Фурье кроме основной волны содержит высшие пространственные гармоники. Если в НС обмотки статора и ротора имеются одинаковые гармоники, то между обмотками возникает дополнительная взаимная индуктивность, изменяющаяся в зависимости от угла поворота ротора с периодом, зависящим от порядка гармоники. Это приводит к искажению синусоидальной зависимости вторичной ЭДС от угла поворота ротора. Амплитудная относительная погрешность воспроизведения синусоидальной зависимости ЭДС от высшей гармоники v -го порядка k_v равна отношению амплитуд v -й и 1-й гармоник ЭДС взаимной индукции (в процентах)

$$k_v = \frac{E_v}{E_1} \cdot 100.$$

Наиболее эффективным средством снижения k_v является применение синусоидальных concentрических обмоток, рассмотренных в § 9-9.

2. Погрешности из-за неравномерности воздушного зазора вследствие зубчатости статора и ротора. Для укладки обмоток в пазы статора и ротора на поверхностях магнитопроводов, обращенных к воздушному зазору, выполняются шлицы. Это приводит к искажению кривой магнитного поля и пульсациям магнитной проводимости воздушного зазора для основного магнитного потока. Теоретический анализ погрешностей из-за наличия зубцовых слоев статора и ротора представляет собой довольно сложную задачу. Ее решение можно выполнить методом гармонических проводимостей или численными методами с применением ЦВМ. Эффективным средством уменьшения этих погрешностей является скос пазов пакетов статора или ротора на одно зубцовое деление. По технологическим соображениям скос пазов чаще всего выполняют на роторе. Неточность в выполнении скоса паза проявляется в появлении зубцовых пульсаций в ЭДС квадратурной обмотки; по этому признаку можно судить о качестве сборки пакетов статора и ротора.

3. Погрешности из-за нелинейности кривой намагничивания. Кривая намагничивания ВТ, как и любой другой электрической машины, нелинейна. Это приводит к двум явлениям: высшим пространственным гармоникам в кривой распределения индукции магнитного поля в воздушном зазоре и к высшим временным гармоникам, главным образом третьей, в кривой ЭДС. Вследствие насыщения магнитопровода, в основном зубцовой зоны, происходит искажение кривой индукции: в точках, соответствующих максимуму НС, кривая индукции уплощается и по форме приближается к трапеции. Разложение этой кривой в ряд Фурье содержит 3-ю или 5-ю пространственную гармонику. У ВТ, имеющих двухслойные петлевые обмотки, чувствительные к 3-й или 5-й гармонике поля, это искажение кривой индукции от насыщения вызывает погрешности в воспроизведении синусоидальной вторичной ЭДС. Это явление практически отсутствует у ВТ с синусными concentрическими обмотками. Образование высших временных гармоник в кривой ЭДС вторичной обмотки можно проследить на основе следующих рассуждений. Кривая тока холостого хода ВТ, рассматриваемого как трансформатор, содержит 3-ю временную гармонику при питании его синусоидальным напряжением. Падение напряжения от 3-й гармоники тока на активном сопротивлении и индуктивности рассеяния обмотки должно компенсироваться ЭДС от 3-й гармоники основного магнитного потока. Эта гармоника магнитного потока будет во вторичной обмотке индуцировать ЭДС тройной частоты по отношению к частоте сети. Расчеты показывают, что основное влияние на 3-ю гармонику в основном магнитном потоке оказывает индуктивность рассеяния первичной обмотки.

9-8. Технологические погрешности СКВТ

Эти погрешности из-за неточности изготовления обусловлены электромагнитной асимметрией магнитопровода, эксцентриситетом расточек статора и ротора, ошибками при выполнении обмоток. Влияние электромагнитной асимметрии и эксцентриситета на величины, характеризующие точность

СКВТ, можно оценить, исходя из уравнений асимметричной электрической машины, рассмотренных в § 1-7. В этих уравнениях асимметрия магнитопровода и эксцентриситет учитываются введением относительных изменений комплексных магнитных проводимостей $\Delta\lambda_d$, $\Delta\lambda_q$, $\Delta\lambda_{dq}$. Определим с помощью этих уравнений зависимость величин, характеризующих точность СКВТ, от $\Delta\lambda_d$, $\Delta\lambda_q$ и $\Delta\lambda_{dq}$.

1. ЭДС квадратурной обмотки находим по формулам (1-39) и (1-41), заменив в них индекс D на f и Q на k :

$$\begin{aligned} \dot{E}_k &= \lim_{\substack{\dot{\gamma}_k \rightarrow \infty, \\ \dot{\gamma}_a \rightarrow \infty}} jx_m \dot{\gamma}_k \Delta I_k = \\ &= -\dot{U}_f \Delta\lambda_{dq} \lim_{\substack{\dot{\gamma}_k \rightarrow \infty, \\ \dot{\gamma}_a \rightarrow \infty}} \frac{\dot{\gamma}_a^2}{\dot{\gamma}_a + \dot{\gamma}_f + \dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_f} \frac{\dot{\gamma}_k}{(\dot{\gamma}_a + \dot{\gamma}_k + \dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_k)} = -\dot{U}_f \frac{\Delta\lambda_{dq}}{1 + \dot{\gamma}_f}; \end{aligned}$$

отсюда

$$\frac{E_k}{U_f} = \frac{\Delta\lambda_{dq}}{|1 + \dot{\gamma}_f|}. \quad (9-29)$$

2. Относительную амплитудную погрешность воспроизведения синусоидальной зависимости определяем по формуле

$$\varepsilon_a = \text{Re} \frac{\Delta \dot{I}_a}{\dot{I}_{\text{амакс}}}. \quad (9-30)$$

Здесь $\dot{I}_{\text{амакс}} = -\frac{\dot{U}_f}{jx_m \dot{\gamma}_{af}}$ — максимальный ток, определяемый с помощью матрицы Z_0^{-1} (см. § 1-5); $\Delta \dot{I}_a = \Delta \dot{I}_d \cos \alpha - \Delta \dot{I}_q \sin \alpha$ — добавочный ток, возникающий вследствие асимметрии. Из формул (1-39) и (1-41) находим

$$\Delta \dot{I}_a = -\frac{\dot{U}_f}{jx_m} \left(\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_f}{\dot{\gamma}_{af}^2} \Delta\lambda_d \cos \alpha - \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_k}{\dot{\gamma}_{af} \dot{\gamma}_{ak}} \Delta\lambda_{dq} \sin \alpha \right);$$

отсюда

$$\begin{aligned} \varepsilon_a &= \text{Re} \left(\frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_f}{\dot{\gamma}_{af}} \Delta\lambda_d \cos \alpha - \frac{\dot{\gamma}_a \dot{\gamma}_k}{\dot{\gamma}_{af} \dot{\gamma}_{ak}} \Delta\lambda_{dq} \sin \alpha \right) = \\ &= \text{Re} \left(\frac{\Delta\lambda_d \cos \alpha}{1 + \frac{1}{\dot{\gamma}_a} + \frac{1}{\dot{\gamma}_f}} - \frac{\Delta\lambda_{dq} \sin \alpha}{1 + \frac{1}{\dot{\gamma}_a} + \frac{1}{\dot{\gamma}_k}} \right). \end{aligned}$$

При разомкнутых вторичных обмотках ($\dot{\gamma}_a = \infty$) и первичном симметрировании ($\dot{\gamma}_k = \dot{\gamma}_f$) получим

$$\varepsilon_{a0} = \text{Re} \left[\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} (\Delta\lambda_d \cos \alpha - \Delta\lambda_{dq} \sin \alpha) \right].$$

3. Остаточная ЭДС, выраженная в долях максимальной вторичной ЭДС, найдется как $\text{Im} (\Delta \dot{I}_a / \dot{I}_{\text{амакс}})$ при $\dot{\gamma}_a = \infty$ и $\alpha = \pi/2$. Выполняя аналогичные вычисления, имеем

$$\varepsilon_{\text{ост}} = \text{Im} \left[\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} \left(\frac{\pi}{2} \right) \right].$$

4. Асимметрию нулевых точек можно оценить по значению относительных амплитудных погрешностей разомкнутых косинусной и синусной обмоток СКВТ для угловых положений ротора, соответствующих нулевым ЭДС:

$$\varepsilon_{a0} = -\text{Re} \left[\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} \left(\frac{\pi}{2} \right) \right];$$

и

$$\varepsilon_{b0} = \text{Re} \left[\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} (0) \right].$$

Асимметрию нулевых точек определяют как разность этих погрешностей

$$\Delta\alpha_{ac} = \varepsilon_{b0} - \varepsilon_{a0} = \text{Re} \left\{ \frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \left[\Delta\lambda_{dq} (0) + \Delta\lambda_{dq} \left(\frac{\pi}{2} \right) \right] \right\}.$$

Поскольку $\Delta\lambda_d$ и $\Delta\lambda_{dq}$ в общем случае являются сложными функциями α , то вычисление технологических погрешностей СКВТ и их точная сравнительная оценка возможны только для частных случаев асимметрии. Однако из приведенных формул можно получить некоторые приближенные выражения, если принять, что максимальные значения $\Delta\lambda_d$ и $\Delta\lambda_{dq}$ одинаковы. Тогда, выражая E_k , ε_a и $\varepsilon_{\text{ост}}$ в процентах, получаем

$$\begin{aligned} E_k &= \frac{\Delta\lambda_{dq}}{|1 + \dot{\gamma}_f|} \cdot 100; \\ \varepsilon_a &= 2 \text{Re} \left(\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} \right) \cdot 100; \\ \varepsilon_{\text{ост}} &= \text{Im} \left(\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} \right) \cdot 100; \\ \Delta\alpha_{ac} &= 2 \text{Re} \left(\frac{\dot{\gamma}_f}{1 + \dot{\gamma}_f} \Delta\lambda_{dq} \right). \end{aligned}$$

В частности, при вещественных $\Delta\lambda_{dq}$, что соответствует магнитной асимметрии, имеем (в процентах)

$$\left. \begin{aligned} E_k &\approx \frac{|1 + \dot{\gamma}_f|}{\dot{\gamma}_f^2 + \text{Re} \dot{\gamma}_f} \frac{\varepsilon_a}{2}; \\ \varepsilon_{\text{ост}} &\approx \frac{\dot{\gamma}_f^2 + \text{Im} \dot{\gamma}_f}{\dot{\gamma}_f^2 + \text{Re} \dot{\gamma}_f} \frac{\varepsilon_a}{2}; \quad \Delta\alpha_{ac} \approx \frac{\varepsilon_a}{100}, \end{aligned} \right\} \quad (9-31)$$

где ε_a — в процентах.

9-9. Синусные концентрические обмотки вращающихся трансформаторов

Как указывалось выше, взаимная индуктивность обмоток статора и ротора ВТ должна изменяться по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора с погрешностью, не превышающей сотые или даже тысячные доли процента. Это накладывает определенные ограничения на

выбор обмоток для вращающихся трансформаторов. В настоящее время в двухполюсных ВТ почти исключительно применяются синусные концентрические обмотки. Принцип образования такой обмотки для магнитопровода ротора показан на рис. 9-24. Синусная концентрическая обмотка может быть выполнена в двух вариантах: с пропуском пазов (рис. 9-24, а) и без пропуска пазов (рис. 9-24, б). Как видно из рис. 9-24, все секции обмотки одной фазы лежат в параллельных плоскостях. Число витков в секциях пропорционально синусам половинных углов, занимаемых соответствующей секцией: для обмотки без пропуска пазов

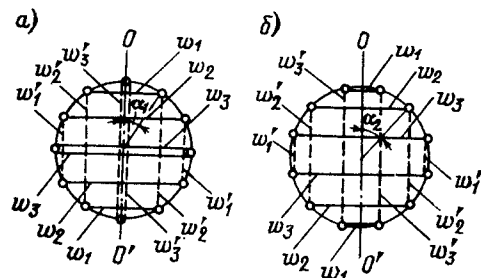


Рис. 9-24. Размещение синусной концентрической обмотки на роторе: а — с пропуском пазов; б — без пропуска пазов

Максимальное число витков $w_{\max}$ определяется эффективным числом витков фазы: для обмотки без пропуска пазов

$$w_{\max} = 4w_{\text{эф}}/z;$$

для обмотки с пропуском пазов

$$w_{\max} = 4w_{\text{эф}}/(z + 4).$$

Для вывода указанных формул рассмотрим зависимость НС этих обмоток от угла φ по расточке статора (рис. 9-25). Амплитуды первых гармоник НС находятся путем разложения в ряд Фурье ступенчатых кривых: для обмотки без пропуска пазов

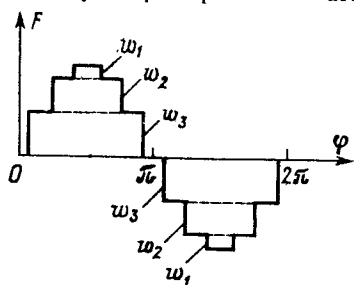


Рис. 9-25. Зависимость НС синусной концентрической обмотки без пропуска пазов от угла φ

Взяв значения сумм из справочников по математике, находим: для обмотки без пропуска пазов

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} w_{\max} \frac{z}{4};$$

для обмотки с пропуском пазов

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} w_{\max} \left(\frac{z}{4} + 1 \right).$$

Сравнивая эти выражения с общеизвестным выражением амплитуды НС распределенной однофазной обмотки $F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I w_{\text{эф}}$, получаем приведенные выше формулы для $w_{\max}$. Гармонический анализ кривых НС синусных концентрических обмоток показывает, что они содержат гармоники достаточно высоких порядков $v = zn \pm 1$ ($n = 1, 2, \dots$). Так, например, для числа зубцов 20 и 12 порядки гармоник будут:

$$z_c = 20; v = 19, 21, 39, 41, 59, 61, 79, 81, \dots$$

$$z_p = 12; v = 11, 13, 23, 25, 47, 48, 59, 61, \dots$$

Отсюда следует, что электромагнитная связь между обмотками по высшим гармоникам поля происходит начиная с 59-й и 61-й гармоник, так как они являются общими для НС этих обмоток. Следует также отметить, что указанные гармоника поля в значительной мере подавляются за счет скоса пазов.

Важным преимуществом синусных концентрических обмоток является их нечувствительность к гармоникам поля 3-й и 5-й, появляющимся из-за технологических погрешностей при изготовлении магнитопровода (асимметрия, эксцентриситет) и из-за нелинейности кривой намагничивания.

9-10. Многополюсные ВТ

За последние годы в приборостроении и автоматике возросли требования к точности дистанционной передачи угла и к преобразованию угла поворота в цифровой код. Допустимые погрешности составляют 3—10''. Такая точность с помощью ВТ двухполюсного исполнения, рассмотренного подробно в предыдущих параграфах, практически невозможна, главным образом по технологическим причинам: из-за эксцентриситета, асимметрии магнитной цепи, погрешности в скосе пазов и т. п.

В этом отношении значительные преимущества имеют многополюсные ВТ, в которых необходимая точность получается за счет электромагнитной редукции и которые менее чувствительны к ряду технологических погрешностей. Среди многополюсных ВТ, нашедших широкое применение в точных дистанционных передачах, следует отметить: 1) многополюсные ВТ обычной конструкции с синусоидально распределенными обмотками; 2) многополюсные ВТ с сосредоточенными обмотками; 3) синусно-косинусные индукционные редуктосины; 4) индуктосины.

Укажем на некоторые особенности работы многополюсного ВТ обычной конструкции; остальные типы ВТ рассмотрены в последующих параграфах.

Многополюсный ВТ отличается от обычного двухполюсного ВТ только числом пар полюсов. Соответственно этому выходная ЭДС многополюсного ВТ изменяется в зависимости от угла поворота ротора с периодом $2\pi/p$, т. е. $E_a = E \cos p\alpha$; $E_b = E \sin p\alpha$.

Для получения достаточно точной синусоидальной зависимости ЭДС от угла поворота ротора число пазов и распределение обмотки по пазам на пару полюсов должны удовлетворять требованиям, которые были сформулированы для ВТ в § 9-9. Так, например, число пазов должно составить $20p$ для статора и $12p$ для ротора. Это означает, что получить большое число пар полюсов в машинах

приемлемых габаритов практически невозможно. Наиболее реальные значения: $p = 2$ или $p = 3$. Основной выигрыш по точности для ВТ этого типа получается не за счет коэффициента электромагнитной редукции, а за счет меньшей чувствительности многополюсной машины к технологическим погрешностям, и прежде всего к эксцентриситету и асимметрии магнитной цепи. Современные многополюсные ВТ с $p = 2 \div 4$ обеспечивают дистанционную передачу угла с ошибкой $20-40''$.

9-11. Многополюсный ВТ с сосредоточенными обмотками

ВТ с сосредоточенными обмотками находят применение в основном в качестве датчиков высокоточных систем передачи угла с электромагнитной редукцией и в преобразователях вал—цифра.

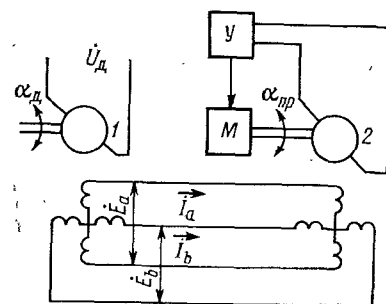


Рис. 9-26. Система передачи угла с электромагнитной редукцией; M — исполнительный двигатель; Y — усилитель; 1 — многополюсный датчик; 2 — двухполюсный приемник

На рис. 9-26 приведена принципиальная схема синхронной передачи с многополюсным ВТ в качестве датчика и двухполюсным ВТ в качестве приемника. При повороте вала датчика на угол α_d вал приемника повернется на угол $\alpha_{пр} = \alpha_d/p$, где p — число пар полюсов датчика.

Погрешности синхронной передачи, воспроизводимые приемником в виде некоторой погрешности $\Delta\alpha_{пр}$, для передаваемого угла α_d будут в p раз меньше, т. е.

$$\Delta\alpha_d = \Delta\alpha_{пр}/p.$$

Поскольку в рассматриваемой синхронной передаче основную погрешность в передачу угла вносит несинусоидальность выходной ЭДС многополюсного датчика, характеризующаяся относительной амплитудной погрешностью и асимметрией его нулевых точек, то погрешность в передаче угла α_d зависит от максимальной относительной погрешности датчика, деленной на число пар полюсов.

По указанной причине погрешность многополюсного ВТ принято характеризовать величиной

$$\varepsilon = \varepsilon_{aE}/p, \quad (9-32)$$

где ε_{aE} — относительная амплитудная погрешность воспроизведения синусоидальной зависимости его выходной ЭДС.

Из формулы (9-32) следует, что для повышения точности многополюсного ВТ имеются два пути: выполнение ВТ с максимальным возможным числом пар полюсов; максимальное приближение кривой вторичной ЭДС к синусоиде за счет геометрии зубцовой зоны и скоса пазов.

Рассмотрим возможности первого пути, имея в виду ВТ без квадратурной обмотки на роторе, применение которой в многополюсных датчиках не дает

увеличения точности синхронной передачи. Простейшее распределение пазов и секций в трехобмоточном ВТ показано на рис. 9-27. В этом ВТ $z_p/z_c = 1/2$, а максимальное число пар полюсов ($p_{\max} = z_c/4$) ограничено технологическими возможностями зубцовой зоны статора. Число пар полюсов можно увеличить вдвое, если на статоре применить обмотки с шагом, большим диаметрального; при этом будут снижены энергетические показатели машины и вторичная ЭДС. На рис. 9-28 приведено несколько вариантов магнитопровода ВТ такого рода. Магнитопровод ротора выполняется с максимальным возможным числом зубцов $z_p = 2p_{\max}$. Для варианта a $z_p/z_c = 1,5 + i$, $i = 0, 1, 2, \dots$ (на рис. 9-28, a показан статор при $i = 0$), угол между пазами статора равен $\alpha_2 = (1,5 + i)\alpha_1$, где α_1 — полюсное, или зубцовое, деление ротора.

Рис. 9-27. Распределение пазов при $z_c = 2z_p$

1 — обмотка возбуждения; 2 — синусная обмотка; 3 — косинусная обмотка

Для размещения двухфазной обмотки на статоре необходимо, чтобы $z_c = 4m$ (m — целое число); отсюда

$$p_{\max} = z_p/2 = 2m(1,5 + i). \quad (9-33)$$

Из формулы (9-33) следует, что ВТ этого типа можно выполнить с числом пар полюсов, кратным 3 при $i = 0$ или кратным 5 при $i = 1$. (При $i \geq 2$ у ВТ будут плохие энергетические показатели.)

Ограничения, накладываемые соотношением (9-33), отпадают, если пазы статора распределить по группам (r — число пазов в группе) со смещением пазов внутри группы относительно друг друга на угол $\alpha_1 = \alpha_p(2i_1 + 1)$, а соседних групп на угол $\alpha_2 = \alpha_p(i_2 + 0,5)$, где i_1 и i_2 — целые числа.

На рис. 9-28, б изображен статор при $i_1 = 0$, $i_2 = 1$, $n = 4$, а на рис. 9-28, в — при $i_1 = 1$, $i_2 = 3$, $n = 1$. Секции двух фаз статора укладываются в пазы смежных групп. При данном способе распределения пазов имеем

$$\alpha_p \cdot 2p = 4m[\alpha_1(n-1) + \alpha_2],$$

где $4m$ — число групп, которое для двухфазной машины кратно четырем ($m = 1, 2, 3, \dots$). Подставляя сюда выражения для α_1 и α_2 , получим формулу связи между числом пар полюсов, числом групп и числом пазов в груп-

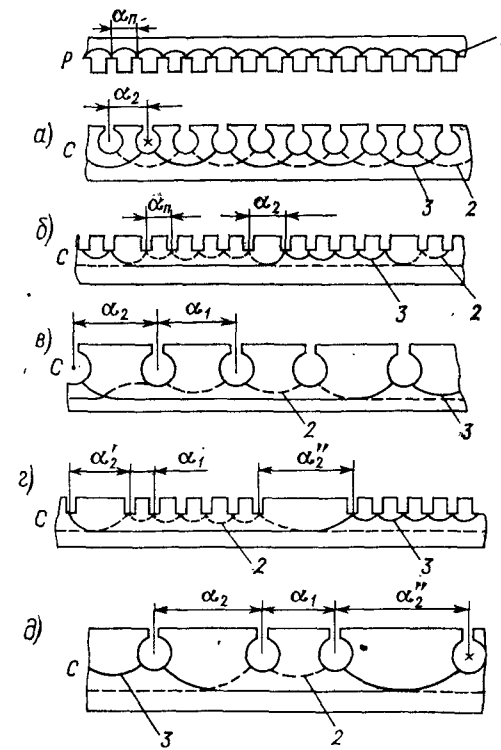


Рис. 9-28. Распределение пазов на статоре при $z_c < z_p$: а — равномерное; б и в — распределение пазов по группам; в и д — неравномерное

1 — обмотка возбуждения; 2 — синусная обмотка; 3 — косинусная обмотка

не для многополюсного ВТ с концентрическими обмотками

$$p = 2m[(n-1)(2i_1+1) + i_2 + 0,5]. \quad (9-34)$$

Отсюда, в частности, имеем: при $i_1 = i_2 = 0$, $n = 1$ схему магнитопровода по рис. 9-27; а при $i_1 = 0$, $i_2 = 1$, $n = 1$ схему по рис. 9-28, а.

Для получения ВТ с числом пар полюсов, равным 2^k (такие ВТ применяются в преобразователях вал-цифра), группы пазов должны быть сдвинуты на чередующиеся углы

$$\alpha'_2 = \alpha_n(i'_2 + 0,5) \text{ и } \alpha'_2 = \alpha_n(i'_2 + 0,5),$$

где $i'_2 + i'_2$ — нечетное число; $k = 1, 2, 3, \dots$

Соотношение (9-34) в этом случае преобразуется к виду

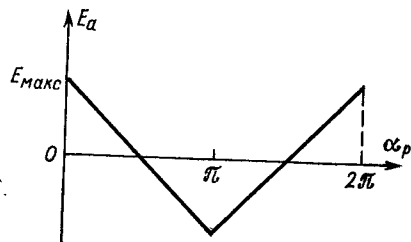


Рис. 9-29. Зависимость ЭДС от угла поворота ротора в ВТ с концентрическими обмотками

$$p = 2m[(n-1)(2i_1-1) + i'_2 + i'_2 + 1]. \quad (9-35)$$

Примеры магнитопроводов статора, соответствующие соотношению (9-35), приведены на рис. 9-28, г и д.

Рассмотрим теперь погрешность синхронной передачи угла, вызываемую несинусоидальностью вторичных ЭДС многополюсного датчика. Вна-

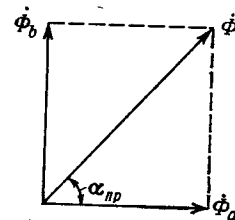
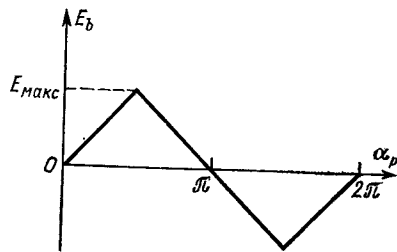


Рис. 9-30. Векторная диаграмма магнитных потоков приемника

чае будем считать, что шлицы магнитопроводов статора и ротора бесконечно малы и отсутствует скос пазов. В этом случае кривые выходных ЭДС ВТ имеют треугольный характер (рис. 9-29); их разложение в ряд Фурье запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} E_a &= E_{\max} \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} \cos(2k+1)p\alpha_d; \\ E_b &= E_{\max} \frac{8}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)^2} \sin(2k+1)p\alpha_d. \end{aligned} \right\} \quad (9-36)$$

При работе многополюсного ВТ-датчика на двухполюсный приемник (см. рис. 9-26) его ЭДС создают токи в цепи синхронизации, которые образуют в приемнике магнитный поток; составляющие этого магнитного потока

по осям фаз датчика a и b пропорциональны соответствующей ЭДС этих фаз ($\Phi_a \sim E_a$, $\Phi_b \sim E_b$). Угол, образованный осью магнитного потока приемника и фазы a (рис. 9-30),

$$\alpha_{пр} = \arctg \frac{\Phi_b}{\Phi_a} = \arctg \frac{E_b}{E_a}. \quad (9-37)$$

При гармонических ЭДС многополюсного датчика

$$E_a = E \cos p\alpha_d \text{ и } E_b = E \sin p\alpha_d$$

имеем

$$\alpha_{пр} = \arctg \frac{\sin p\alpha_d}{\cos p\alpha_d} = p\alpha_d$$

и погрешность в передаче угла отсутствует.

При несинусоидальной ЭДС возникает погрешность и угол $\alpha_{пр} = p(\alpha_d + \Delta\alpha_d)$.

Используя соотношения (9-36) и (9-37), получаем

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{E_a} &= \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k+1)^2} \sin(2k+1)p\alpha_d}{\sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} \cos(2k+1)p\alpha_d} = \operatorname{tg} p(\alpha_d + \Delta\alpha_d) = \\ &= \frac{\sin p(\alpha_d + \Delta\alpha_d)}{\cos p(\alpha_d + \Delta\alpha_d)}. \end{aligned}$$

Используя свойство пропорции, имеем

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} [\sin p(\alpha_d + \Delta\alpha_d) \cos(2k+1)p\alpha_d - (-1)^k \cos p(\alpha_d + \Delta\alpha_d) \sin(2k+1)p\alpha_d] = 0.$$

Выполняя суммирование, получаем

$$\sin p\Delta\alpha_d + \frac{1}{3^2} \sin p(4\alpha_d + \Delta\alpha_d) - \frac{1}{5^2} \sin p(4\alpha_d - \Delta\alpha_d) + \dots = 0.$$

Отсюда, считая $p\Delta\alpha_d$ малой величиной, находим

$$\Delta\alpha_d = -\frac{1}{p} \left[\left(\frac{1}{3^2} - \frac{1}{5^2} \right) \sin 4p\alpha_d + \left(\frac{1}{7^2} - \frac{1}{9^2} \right) \sin 8p\alpha_d + \dots \right]. \quad (9-38)$$

Эта формула показывает, что при «треугольной» вторичной ЭДС ВТ-датчика погрешности в передаче угла имеют гармоники, кратные четырем. Погрешность от четвертой гармоники даже при большом числе пар полюсов ($p = 100$) будет

$$\Delta\alpha_d = \frac{3,44 \cdot 10^3}{100} \cdot \left(\frac{1}{9} - \frac{1}{25} \right) \approx 2,4'.$$

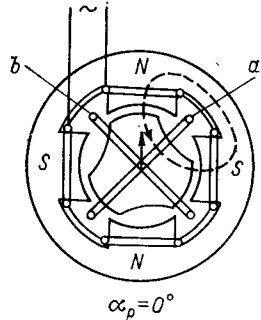
Для уменьшения погрешности в передаче угла необходимо подавить третью и пятую гармоники ЭДС. Это достигается соответствующим выбором

скоса паза и определенного соотношения между шириной шлица и зубца. Расчеты показывают, что при оптимальном выборе указанных величин, ошибку в передаче угла можно оценить по формуле (...') $\Delta\alpha_d \approx 30/p$.

Кроме того, на суммарную погрешность многополюсного ВТ-датчика существенное влияние оказывают технологические погрешности зубцовой зоны; в результате для обеспечения суммарной погрешности в передаче угла, не превышающей нескольких секунд, необходимо число пар полюсов выбирать в пределах 100—150. Для изготовления ВТ со столь большим числом пар полюсов при наружном диаметре корпуса до 100 мм применяются сплошные магнитопроводы, пазы которых выполняются путем механической или электроэрозионной обработки.

9-12. Синусно-косинусный индукционный редуктосин

При заданных габаритах вращающегося трансформатора наибольший коэффициент электрической редукции можно получить, используя зубцовые гармоники поля, аналогично тому, как это



выполнено в субсинхронных двигателях (см. § 4-5). Принципиальная схема простейшего двухфазного индукционного редуктосина представлена на рис. 9-31. Статор имеет четыре зубца, на которых расположена сосредоточенная обмотка, образующая четырехполюсную систему возбуждения. На статоре же уложены вторичные обмотки — синусная (b) и косинусная (a), которые охватывают по

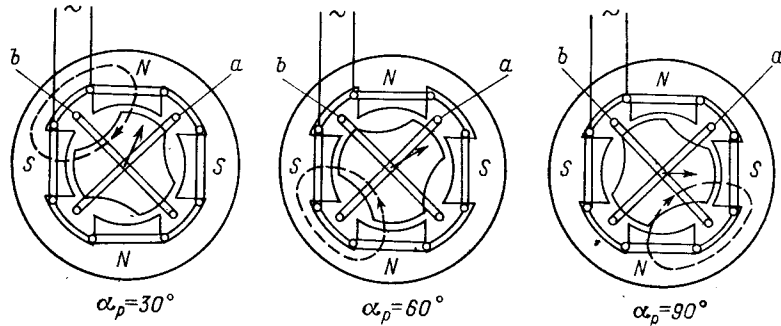


Рис. 9-31. Принципиальная схема двухфазного индукционного редуктосина для разных положений ротора α_p

два паза и являются двухполюсными. При равномерном воздушном зазоре электромагнитная связь между обмоткой возбуждения и вторичными обмотками отсутствует. В случае зубчатого ротора (в редуктосине, указанном на рис. 9-31, $z_p = 3$) между обмотками возникает взаимная индуктивность, которая изменяется в зависимости от угла поворота ротора с периодом, равным $2\pi/z_p$. На рис. 9-31 показаны угловые положения ротора, при которых пото-

косцепления между обмоткой возбуждения и вторичными обмотками максимальны или равны нулю.

Выбором ширины зубцов статора и ротора, а также скоса паза можно добиться того, чтобы зависимость взаимной индуктивности обмоток от угла поворота ротора была близка к синусоидальной. Для анализа возможных соотношений между числом пазов и числом пар полюсов в индукционном редуктосине воспользуемся методом гармонических проводимостей. Для получения наибольшего коэффициента электромагнитной редукции в качестве рабочей гармоники магнитной проводимости, так же как и в субсинхронных двигателях [см. формулу (4-36)], принимаем гармонику

$$\lambda_4 = \lambda_{mz} \cos [(z_p - z_c) \varphi - z_p \alpha_p],$$

где $\alpha_p = \omega_p t$ — угол поворота ротора.

Обмотка возбуждения редуктосина с числом пар полюсов p' создает пульсирующую НС $F = F_m \cos p' \varphi \cos \omega t$.

Индукция магнитного поля, соответствующая выбранной гармонике магнитной проводимости, будет

$$B = B_m \{ \cos [(z_p - z_c + p') \varphi - z_p \alpha_p] + \cos [(z_p - z_c - p') \varphi - z_p \alpha_p] \} \cos \omega t,$$

где

$$B_m = \frac{1}{2} F_m \lambda_{mz}.$$

Положим, что на статоре редуктосина имеются две обмотки с числом пар полюсов p , сдвинутые в пространстве относительно друг друга на $90/p$ градусов; их НС

$$F_a = F_1 \cos p \varphi \cos \omega t; \quad F_b = F_1 \sin p \varphi \cos \omega t.$$

Эти обмотки будут взаимодействовать с полем обмотки возбуждения от рабочей гармоники магнитной проводимости, если

$$z_p - z_c \pm p' = \pm p. \quad (9-39)$$

Числа пар полюсов p и p' для исключения электромагнитной связи между обмотками по высшим гармоникам поля и обеспечения выполнимости обмоток должны удовлетворять соотношению $p' = 2pk$, где $k = 1, 2, \dots$. Подставляя это выражение в формулу (9-39), получаем

$$z_p = z_c \pm p(2k \pm 1).$$

В частности, при $k = 1$

$$z_p = z_c \pm p; \quad z_p = z_c \pm 3p. \quad (9-40)$$

Число пазов на статоре $z_c = 2mpq = 4pq$ (здесь q — число пазов на полюс и фазу). Из соотношений (9-40) находим

$$\frac{z_p}{z_c} = \frac{4q \pm 1}{4q}; \quad \frac{z_p}{z_c} = \frac{4q \pm 3}{4q}.$$

Для $q = 1$ и $q = 2$ получим рекомендуемые отношения числа пазов статора и ротора

$$z_c/z_p = \frac{4}{3}; \quad \frac{4}{5}; \quad \frac{8}{7}; \quad \frac{8}{9}; \quad \frac{8}{11}.$$

Обычно индукционные редуктосины выполняются как плоские электрические машины с относительно большим числом пар полюсов вторичной обмотки ($p = 10 \div 20$), что позволяет получить достаточно высокий коэффициент электрической редукции. Вторич-

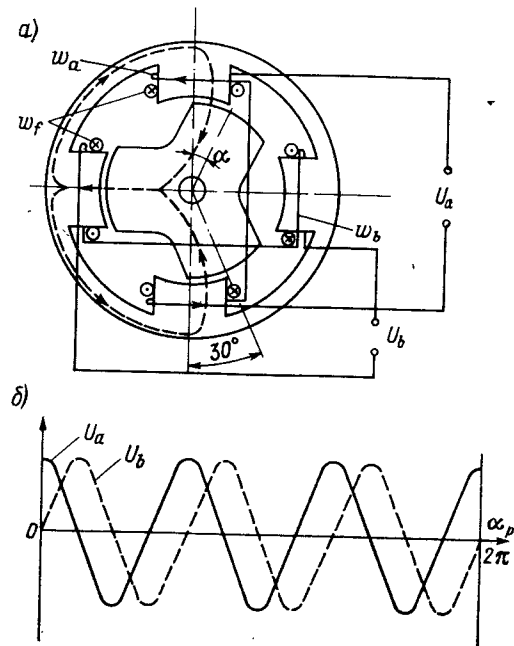


Рис. 9-32. Принципиальная конструктивная схема редуктосина для $z_p = 3$ (а) и зависимость выходного напряжения двух фаз от угла поворота ротора α_p (б)

ные обмотки редуктосина могут быть размещены на тех же полюсах, что и обмотка возбуждения. На рис. 9-32, а приведена конструктивная схема для $z = 3$. Каждая фаза вторичной обмотки образована двумя диаметрально расположенными и согласно соединенными катушками. На основании конструктивной схемы и характера магнитного поля можно показать, что при повороте ротора на угол $2\pi/z_p$ выходные напряжения будут изменяться с периодом, равным $2\pi/z_p$. Напряжения сдвинуты в пространстве относительно друг друга на $\pi/(2z_p)$.

Составим уравнения ЭДС редуктосина, учитывая, как и выше, только первые гармоники магнитной проводимости. В этом случае собственные индуктивности обмоток будут постоянны, а взаимная

индуктивность первичной и вторичной обмоток изменяется с периодом $2\pi/z_p$. Уравнения ЭДС будут иметь вид

$$\begin{matrix} f & a & b \\ f & \begin{bmatrix} Z_f + jx_0 & jx_m \cos z_p \alpha & jx_m \sin z_p \alpha \\ jx_m \cos z_p \alpha & Z_a + jx'_0 & 0 \\ jx_m \sin z_p \alpha & 0 & Z_b + jx'_0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_f \\ I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \\ a & & \\ b & & \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (9-41)$$

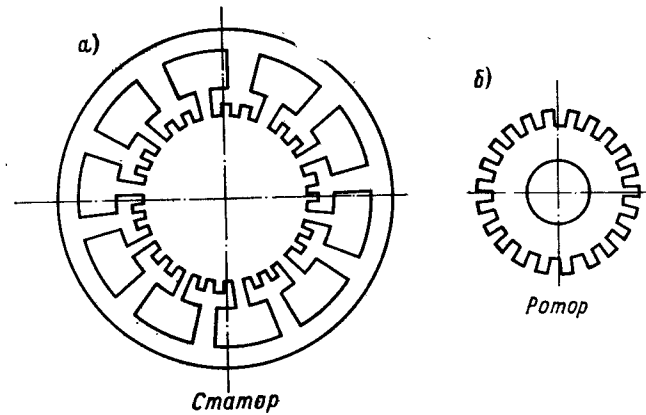


Рис. 9-33. Пластины магнитопровода ноииусного ВТ: а — пластины статора; б — пластины ротора

где $Z_f = r_f + jx_{fs}$ — собственное сопротивление обмотки возбуждения; x_0 — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения; x'_0 — индуктивное сопротивление намагничивания вторичных обмоток; $Z_a = r_a + jx_{as} + Z_{na}$; $Z_b = r_b + jx_{bs} + Z_{nb}$ — сопротивления вторичных обмоток, включая сопротивления нагрузки.

Найдем токи во вторичных обмотках, считая, что выполнено условие вторичного симметрирования $Z_a = Z_b$. Из уравнений (9-41) получим

$$I_a = \dot{U}_f \frac{jx_m \cos z_p \alpha}{(Z_f + jx_0)(Z_a + jx'_0) + x_m^2};$$

$$I_b = \dot{U}_f \frac{jx_m \sin z_p \alpha}{(Z_f + jx_0)(Z_a + jx'_0) + x_m^2}.$$

Интересной модификацией индукционного редуктосина является ноииусный ВТ, предложенный американской фирмой «Бэлл телефон». Статор

нониусного ВТ имеет явно выраженные полюсы с зубчатыми полюсными наконечниками (рис. 9-33); ротор зубчатый, с числом зубцов, не равным числу зубцов на статоре; при числе полюсов статора $2p = 10$ и $z_c = 30$ можно принять $z_p = 26, 27, 32$ или 33 .

На полюсах статора расположена обмотка возбуждения. На эти же полюсы укладываются косинусная и синусная обмотки; число витков этих обмоток определяется по формулам

$$\omega_{ai} = \omega_m \cos i \frac{z_p \pi}{p}; \quad \omega_{bi} = \omega_m \sin i \frac{z_p \pi}{p}, \quad (9-42)$$

где i — номер полюса ($i = 0, 1, \dots, 2p-1$).

Магнитный поток под каждым полюсом кроме постоянной составляющей содержит переменную составляющую, изменяющуюся с периодом $2\pi/z_p$. Учитывая первую гармонику, для магнитного потока i -го полюса имеем

$$\Phi_i = \Phi_0 + \Phi_z \cos z_p \left(\alpha - i \frac{\pi}{p} \right). \quad (9-43)$$

Потокоцепления косинусной и синусной обмоток равны

$$\Psi_a = \sum_{i=0}^{2p-1} \Phi_i \omega_{ai}; \quad \Psi_b = \sum_{i=0}^{2p-1} \Phi_i \omega_{bi}.$$

Подставив сюда выражения (9-42) и (9-43) и выполнив суммирование, получим при условии, что $z_p \neq p$, $z_p \neq 2p$,

$$\Psi_a = \Psi_m \cos z_p \alpha; \quad \Psi_b = \Psi_m \sin z_p \alpha,$$

где $\Psi_m = \Phi_z z_p \omega_m p$.

При синусоидальном изменении потока полюсов Φ_i во времени ЭДС вторичных обмоток будет

$$E_a = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_z \omega_m p \cos z_p \alpha;$$

$$E_b = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_z \omega_m p \sin z_p \alpha.$$

Выбор числа зубцов на статоре и роторе определяется необходимым значением коэффициента электрической редукции и требованием максимального Φ_z .

9-13. Поворотный индуктосин

Устройство и принцип работы. Поворотный индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину, основными элементами которой являются два изоляционных диска с нанесенными на них печатными обмотками; диски расположены на разных осях соосно и параллельно и могут поворачиваться относительно друг друга. Магнитопровода индуктосин не имеет. Обмотки машины представляют собой радиальные токопроводящие пластины, соединяемые по определенной схеме. Простейшей является обмотка, равномерно распределенная по внешней части диска и имеющая выводные концы для подвода тока или снятия ЭДС.

Двухфазная обмотка выполняется в виде нескольких секций, сдвинутых относительно друг друга на половину полюсного деления. Наибольшее распространение получил поворотный индукто-

син, у которого статор (неподвижный диск) состоит из двух многополюсных секционированных фазных обмоток, а ротор — из одной многополюсной обмотки. Обмотки статора сдвинуты относительно друг друга на половину полюсного деления ротора. На рис. 9-34 схематически показана конфигурация обмоток ротора и статора поворотного индуктосина. Для получения симметричных обмоток число печатных проводников на роторе и в секции статора должно быть четным. Число проводников в обмотках индуктосина зависит от числа пар полюсов, которые выбираются кратными 10; 2^k ($k = 1, 2, 3, \dots$) или 180 в зависимости от применения индуктосина. Синусоидальная зависимость взаимной индуктивности обмоток от

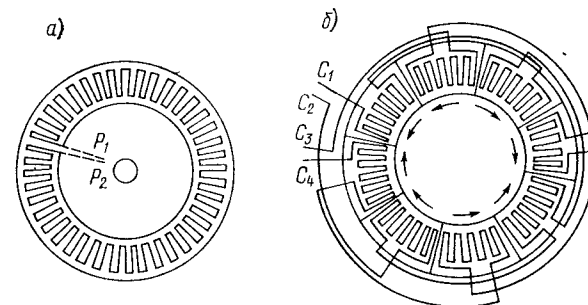


Рис. 9-34. Конфигурация обмоток статора (а) и ротора (б) индуктосина

угла поворота ротора достигается путем выбора определенного отношения ширины проводника к полюсному делению, скоса проводников и сокращения шага обмотки статора. Частота напряжения питания индуктосина находится обычно в пределах 10—100 кГц; при этом коэффициент передачи по напряжению составляет 0,005—0,01. Применение более высоких частот вызывает неравномерное распределение токов в проводниках и усиливает емкостные связи между обмотками, что приводит к снижению точности индуктосина. Обмотки индуктосина на указанных частотах имеют практически только активное сопротивление, которое составляет несколько ом.

Таким образом, поворотный индуктосин по своим электромагнитным связям эквивалентен ВТ с сосредоточенными обмотками, имеющему одну обмотку на роторе и синусную и косинусную обмотки на статоре.

Режимы работы. При питании обмоток статора переменным током в роторе индуктосина индуцируется ЭДС, амплитуда и фаза которой являются функциями угла поворота ротора. В зависимости от способа питания обмоток статора различают два режима работы индуктосина.

При питании обмоток напряжениями, амплитуды которых изменяются соответственно по синусоидальному и косинусоидальному законам, а фазы совпадают, индуктосин работает в режиме пульсирующего поля, а измерение угла производится при нулевом

напряжении на выходе машины. Этот режим работы индуктосина называется амплитудным, он аналогичен работе ВТ в режиме преобразователя координат и отличается от него наличием электромагнитной редукции.

При питании обмоток статора напряжениями равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе относительно друг друга на 90° , индуктосин работает в режиме кругового вращающегося поля, а измерение угла сводится к измерению фазы напряжения на однофазной обмотке индуктосина. При фазовом режиме работы индуктосин представляет собой многополюсный индукционный фазовращатель, отличающийся от обычного ВТ в режиме фазовращателя наличием электромагнитной редукции.

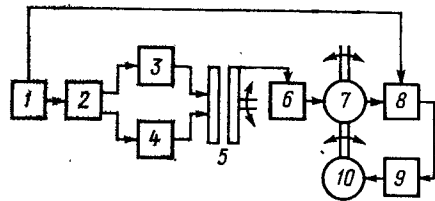


Рис. 9-35. Структурная схема следящей системы с индуктосином в фазовом режиме

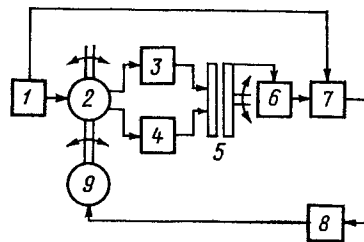


Рис. 9-36. Структурная схема следящей системы с индуктосином в амплитудном режиме

В качестве примера использования указанных режимов рассмотрим индикаторную следящую систему. На рис. 9-35 и 9-36 показаны структурные схемы следящей системы с индуктосином соответственно в фазовом и амплитудном режиме. При фазовом режиме (рис. 9-35) работа системы происходит следующим образом. Напряжение генератора 1 через фазорасщепитель 2 и усилители 3 и 4 подается с фазовым сдвигом 90° на статорные обмотки индуктосина 5. Напряжение с выхода индуктосина через усилитель 6 и фазовращатель 7 поступает на вход фазочувствительного выпрямителя 8, опорное напряжение которого задается генератором 1. Следящая система, состоящая из силового усилителя 9 и двигателя с редуктором 10, поворотом ротора фазовращателя 7 сводит к нулю появляющийся на выходе фазочувствительного выпрямителя сигнал рассогласования. При повороте индуктосина на угол α ротор фазовращателя повернется на угол $p\alpha$, где p — число пар полюсов индуктосина. Если снабдить фазовращатель шкальным устройством, то можно произвести отсчет угла поворота ротора индуктосина с высокой точностью.

При амплитудном режиме (рис. 9-36) работа системы существенно отлична. Как и раньше, питание схемы производится от генератора 1, напряжение которого подается на двухполюсный ВТ 2. Напряжения ВТ, пропорциональные косинусу и синусу угла поворота, подаются через усилители 3 и 4 (или без них) на обмотки

статора индуктосина 5. Напряжение с ротора индуктосина через усилитель 6 подается на вход фазочувствительного выпрямителя 7, опорное напряжение которого задается генератором 1. Выходной сигнал с выпрямителя поступает на силовой усилитель 8 и далее на управляемый двигатель 9, который через механический редуктор поворачивает ротор ВТ до тех пор, пока сигнал рассогласования не станет равным нулю. Поворот ротора двухполюсного ВТ, как и при фазовом режиме, равен $p\alpha$. Оба режима работы можно использовать также при разработке синхронных следящих систем с каналами грубого и точного отсчета (рис. 9-37). В канале грубого отсчета применены двухполюсные ВТ, а в канале точного отсчета — поворотные индуктосины с равным числом пар полюсов.

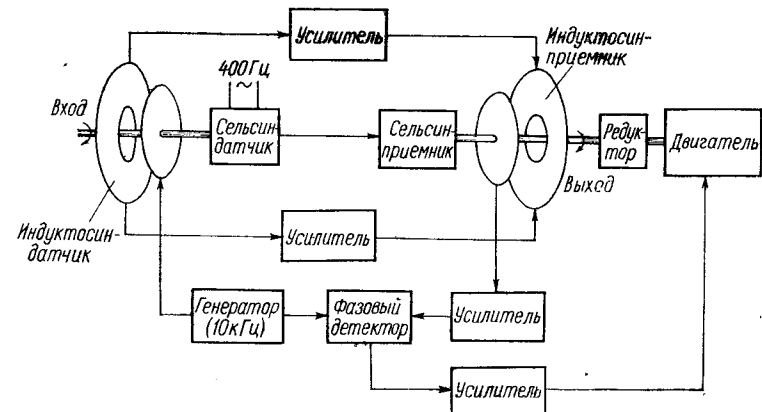


Рис. 9-37. Принципиальная схема следящей системы с каналами грубого и точного отсчета

Индуктосины находят применение в прецизионных преобразователях код—угол и угол—код. При этом в первом преобразователе обычно используется амплитудный режим работы, а во втором — фазовый.

Уравнения ЭДС. Схема электромагнитных связей обмоток индуктосина изображена на рис. 9-38. Этой схеме соответствует система уравнений.

$$\begin{matrix} 1 & 2 & 3 \\ \begin{bmatrix} Z_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & Z_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & Z_3 \end{bmatrix} & \times & \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (9-44)$$

Решая эту систему относительно тока ротора I_3 , получаем

$$\dot{I}_3 = \frac{1}{\Delta} [\dot{U}_1 (j\omega M_{12} j\omega M_{23} - Z_2 j\omega M_{13}) - \dot{U}_2 (Z_1 j\omega M_{23} - j\omega M_{12} j\omega M_{13})], \quad (9-45)$$

где Δ — определитель системы уравнений (9-44).

Для точной работы индуктосина в амплитудном и фазовом режимах необходимо выполнить следующие условия: равенство сопротивлений фаз статора ($Z_1 = Z_2 = Z$); равенство нулю взаимной индуктивности обмоток статора ($M_{12} = 0$); синусоидальная (косинусоидальная) зависимость взаимной индуктивности обмоток статора и ротора от угла поворота ротора ($M_{13} = -M \sin p\alpha$; $M_{23} = M \cos p\alpha$). При этом из выражения (9-45), найдем:

для амплитудного режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U} \cos \psi; \quad \dot{U}_2 = \dot{U} \sin \psi;$$

$$\dot{I}_3 = \frac{j\omega M \dot{U}}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} \sin(p\alpha - \psi);$$

(здесь ψ — преобразуемый в код угол);

для фазового режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U}; \quad \dot{U}_2 = j\dot{U};$$

$$\dot{I}_3 = \frac{j\omega M \dot{U}}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} e^{jp\alpha}.$$

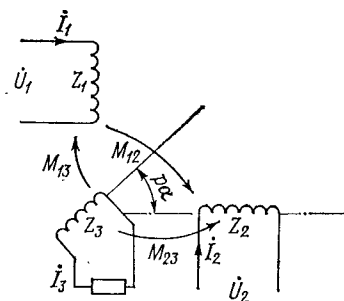


Рис. 9-38. Электромагнитные связи в обмотках индуктосина

Погрешности в работе индуктосина вызываются следующими основными причинами: неравенством амплитуд взаимной индуктивности обмоток статора; неточностью фазовых сдвигов питающих напряжений; электромагнитной и емкостной связью между обмотками статора; высшими гармониками во взаимной индуктивности обмоток статора и ротора.

Погрешности каждой из этих причин могут быть проанализированы с помощью выражения (9-45).

9-14. Функциональный преобразователь с сосредоточенными обмотками

Функциональный преобразователь (ФП) с сосредоточенными обмотками представляет собой простейшую систему электромашинного типа, на статоре и роторе которой уложены обмотки, занимающие по два паза.

На рис. 9-39 показаны магнитная система и схема обмоток ротора и статора двухфазного функционального преобразователя с взаимно перпендикулярными осями фаз. Требуемая функциональная зависимость выходной ЭДС от угла поворота ротора может быть достигнута путем выбора: 1) скоса пазов статора и ротора; 2) шага обмотки; 3) формы воздушного зазора между ротором и статором.

Из ФП с сосредоточенными обмотками наибольшее распространение в автоматике получили линейные преобразователи с диапазоном изменения угла $\pm 90^\circ$, имеющие обмотки с шагом, равным полюсному делению, а также синусно-косинусные трансформаторы,

у которых синусное преобразование достигается выбором скоса паза.

Линейный индукционный преобразователь. Этот тип преобразователя имеет по одной сосредоточенной обмотке на статоре и роторе. При включении одной из обмоток в сеть переменного тока в воздушном зазоре машины образуется магнитное поле. Прене-

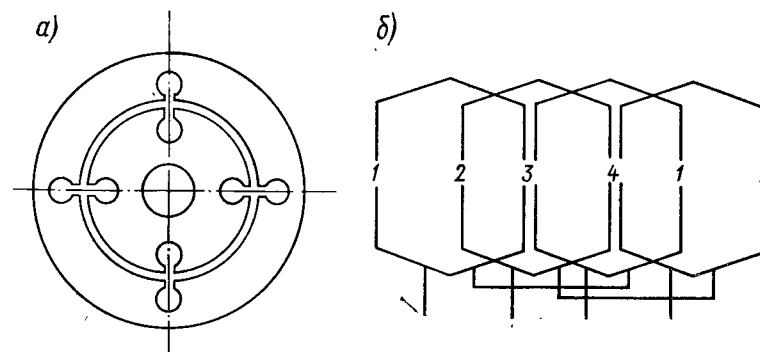


Рис. 9-39. Двухфазный функциональный преобразователь с взаимно перпендикулярными обмотками: а — магнитная система; б — схема обмоток

брегая сопротивлением стали магнитопровода и краевым эффектом от пазов, можно принять, что индукция магнитного поля по расточке распределена по прямоугольному закону (рис. 9-40, а).

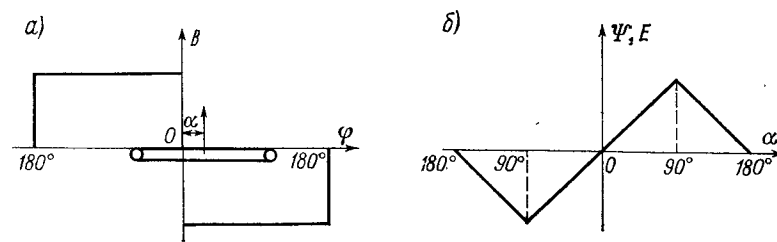


Рис. 9-40. К определению ЭДС сосредоточенной обмотки: а — распределение индукции по расточке; б — зависимость потокоцепления от углового смещения обмотки

Примем за нулевое положение ротора положение, при котором обмотки взаимно перпендикулярны. При повороте ротора на угол $\pm 90^\circ$ от нулевого положения потокоцепление вторичной обмотки в режиме холостого хода, а также ЭДС будут изменяться по линейному закону (рис. 9-40, б).

В действительности вследствие нелинейности кривой намагничивания материала магнитопровода и наличия пазов распределение индукции по расточке отличается от прямоугольного. Это

приводит к искажению линейной зависимости ЭДС во вторичной обмотке от угла поворота ротора. В реальных образцах преобразователей диапазон изменения угла, в котором линейная зависимость выдерживается с погрешностью 0,2—0,3 %, составляет 75—80°. При включении во вторичную обмотку нагрузки Z_H в линейной зависимости выходного напряжения от угла поворота ротора появляется амплитудно-фазовая погрешность. Можно показать, что вторичное напряжение преобразователя при наличии нагрузки определяется формулой

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{jx_m \alpha / \alpha_0}{\left(1 + \frac{Z_{2s} + jx'_m}{Z_H}\right) \left[Z_{1s} + jx_m + \frac{x_m x'_m}{Z_{2s} + jx'_m + Z_H} \left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)^2\right]}, \quad (9-46)$$

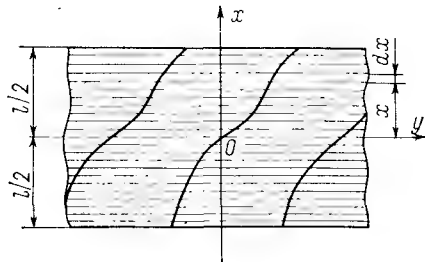


Рис. 9-41. Магнитная система со скосом паза, выполненным по закону $y(x) = \arcsin(2x/l)$

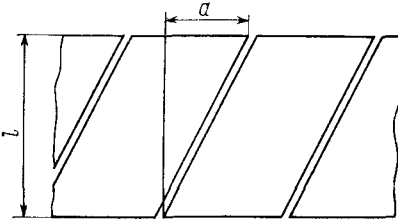


Рис. 9-42. Магнитная система с равномерным скосом паза

где x_m , Z_{1s} , ω_1 и x'_m , Z'_{2s} , ω_2 — соответственно индуктивные сопротивления намагничивания, собственные сопротивления и числа витков первичной и вторичной обмоток.

Синусно-косинусный преобразователь со скосом пазов. Преобразователь со скошенными пазами можно представить как совокупность нескольких элементарных преобразователей с прямыми пазами, сдвинутых относительно друг друга. Для простоты будем считать, что скос паза произведен только на роторе. Пусть $E_s = f(\alpha)$ — функциональная зависимость ЭДС, воспроизводимая элементарным преобразователем. В общем случае это периодическая несинусоидальная функция, причем в силу своей симметрии относительно начала координат она содержит только нечетные гармоники. Если скос паза выполнен по закону $y_{ск} = y(x)$ (рис. 9-41), то с учетом скоса функцию $E_s = f(\alpha)$ запишем в виде

$$E_{s, ск} = f\left[\alpha + \frac{y(x)}{R}\right], \quad (9-47)$$

где R — радиус магнитопровода ротора.

Расположим начало координат посередине пакета. Тогда выходная ЭДС преобразователя будет

$$E(\alpha) = \int_{-l/2}^{l/2} E_{s, ск} dx = \int_{-l/2}^{l/2} f\left[\alpha + \frac{y(x)}{R}\right] dx. \quad (9-48)$$

Если скос паза выполнить по закону

$$y(x) = \arcsin(2x/l), \quad (9-49)$$

то выходная ЭДС преобразователя в зависимости от угла поворота ротора будет изменяться по синусоидальному закону. Действительно, представим периодическую функцию (9-47) в виде ряда Фурье, содержащего нечетные гармоники:

$$E_{s, ск} = f\left[\alpha + \frac{y(x)}{R}\right] = \sum_{k=0}^{\infty} a_{2k+1} \sin\left[(2k+1)\left(\alpha + \psi_k + \frac{y(x)}{R}\right)\right],$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Подставив это выражение в (9-48), получим

$$E(\alpha) = \sum_{k=0}^{\infty} a_{2k+1} \int_{-l/2}^{l/2} \left\{ \sin[(2k+1)(\alpha + \psi_k)] \cos(2k+1) \frac{y(x)}{R} + \right. \\ \left. + \cos[(2k+1)(\alpha + \psi_k)] \sin(2k+1) \frac{y(x)}{R} \right\} dx.$$

Используя приведенную выше формулу (9-49) для $y(x)$ и выполняя интегрирование, получим

$$E = a_1 l \frac{\pi}{4} \sin(\alpha + \psi_1). \quad (9-50)$$

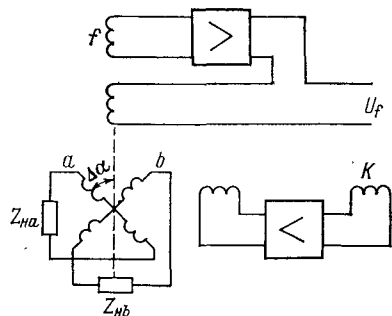
На практике скос паза по закону (9-49) трудно осуществить по технологическим соображениям; чаще всего применяется равномерный скос пластин магнитопровода ротора (рис. 9-42). При таком скосе $y = (a/l)x = \beta x$. В этом случае выходная ЭДС

$$E = \sum_{k=0}^{\infty} a_{2k+1} l \frac{2R}{(2k+1)\beta l} \sin \frac{(2k+1)\beta l}{2R} \sin[(2k+1)(\alpha + \psi_k)].$$

Из этого выражения следует, что при равномерном скосе паза возможно уничтожение какой-либо одной гармоники и кратных ей. Условием уничтожения гармоник порядка $2k+1$ будет $\beta = 2\pi R / [(2k+1)l]$.

9-15. СКВТ с обмотками обратной связи

В малогабаритных ВТ существенное влияние на точность их работы оказывает нестабильность собственных параметров от изменения температуры, частоты и от технологических факторов. Для уменьшения этого влияния в ВТ предусматриваются дополнительные обмотки, которые расположены по осям обмотки возбуждения и квадратурной обмотки и включены на вход



полупроводниковых усилителей, как показано на рис. 9-43. Рассмотрим уравнения ЭДС СКВТ с дополнительными обмотками и электронными усилителями. Поскольку входные сопротивления усилителей достаточно велики, то ток в дополнительных обмотках практически отсутствует. При определении электромагнитных связей в СКВТ их учитывают как дополни-

Рис. 9-43. Принципиальная схема СКВТ с компенсацией изменения продольного и поперечного потоков

тельное напряжение на основных обмотках СКВТ, включенных на выход усилителя. При этих допущениях уравнения ЭДС СКВТ запишем в виде

$$\begin{matrix} f \\ k \\ a \\ b \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_f + jx_m & 0 & jx_m K \cos \alpha & jx_m K \sin \alpha \\ 0 & Z_k + jx_m & -jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha \\ jx_m K \cos \alpha & -jx_m K \sin \alpha & Z_a + jx_m K^2 & 0 \\ jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha & 0 & Z_b + jx_m K^2 \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{matrix} i_f \\ i_k \\ i_a \\ i_b \end{matrix} = \begin{bmatrix} K_1 [-jx_m (i_f + K i_a \cos \alpha + K i_b \sin \alpha) + \dot{U}_f] \\ K_2 [-jx_m (i_k - K i_a \sin \alpha + K i_b \cos \alpha)] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления усилителей в цепях обмотки возбуждения и квадратурной обмотки. Переносим члены с токами в левую часть этого уравнения и делим 1-ю и 2-ю строки обеих частей соответственно на $1 + K_1$ и $1 + K_2$, получаем

$$\begin{matrix} f \\ k \\ a \\ b \end{matrix} \begin{bmatrix} \frac{Z_f}{1 + K_1} + jx_m & 0 & jx_m K \cos \alpha & jx_m K \sin \alpha \\ 0 & \frac{Z_k}{1 + K_2} + jx_m & -jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha \\ jx_m K \cos \alpha & -jx_m K \sin \alpha & Z_a + jx_m K^2 & 0 \\ jx_m K \sin \alpha & jx_m K \cos \alpha & 0 & Z_b + jx_m K^2 \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{matrix} i_f \\ i_k \\ i_a \\ i_b \end{matrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{1 + K_1} \dot{U}_f \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9-51)$$

Сравнивая уравнения ЭДС (9-51) с уравнениями ЭДС обычного СКВТ (9-2), нетрудно установить, что введение дополнительных обмоток и электронных усилителей эквивалентно уменьшению собственных параметров первичных обмоток СКВТ в $(1 + K_{1,2})$ раз. Это означает, что при большом коэффициенте усиления усилителей ($K_1, K_2 = 10^3 \div 10^4$) эквивалентные собственные параметры первичных обмоток рассматриваемого СКВТ настолько малы, что их нестабильность практического значения не имеет.

9-16. Цифровые преобразователи угла

Широкое применение дискретных систем автоматического управления, имеющих в своем составе ЦВМ, цифровых следящих систем, микропроцессоров для улучшения качественных показателей различных технических устройств, в частности электродвигателей, определило большую и непрерывно растущую потребность в цифровых преобразователях угла (ЦПУ).

В настоящее время разработано и выпускается значительное число различных типов ЦПУ, отличающихся друг от друга своим функциональным назначением, принципом работы, конструктивным исполнением. Большинство современных ЦПУ выполнено по двум конструктивным схемам, в зависимости от того, непосредственно или косвенно угловое перемещение преобразуется в кодую величину. В первом случае квантуется сам измеряемый угол, а во втором — промежуточная аналоговая величина (параметр), изменяющаяся пропорционально углу. Каждый из указанных ЦПУ может быть накопительного типа, в котором измеряемый угол пропорционален числу импульсов, или считывающего типа, в котором данному углу соответствует вполне определенная совокупность импульсов (код). Независимо от вида ЦПУ он состоит из двух частей: датчика угла того или иного типа (ДУ) и электронного устройства (ЭУ), формирующего выходной сигнал в виде требуемой кодовой величины. Типичным представителем ЦПУ с непосредственным преобразованием угла являются фотоэлектрические преобразователи, использующие указанные выше методы преобразования: последовательный счет приращений угла и считывание с кодовой маски; ДУ таких преобразователей выполняется в виде прозрачного диска с нанесенными равномерно по окружности рисками (при последовательном счете) или в виде специальной кодовой маски с чередующимися темными и светлыми участками. ЦПУ такого типа позволяют измерять угловое положение вала с точностью десятков и даже единиц секунд.

Высокоточные ЦПУ с косвенным преобразованием строятся на электромашинах датчиках угла с электрической редукцией (много-

полюсные ВТ; индукционные редуктосины; индуктосины) или на генераторных многополюсных датчиках с вращающимся модулятором. В качестве параметра в ЦПУ такого вида используется фаза или амплитуда выходного напряжения переменного тока. Более широко распространены ЦПУ, в которых ВТ работает в режиме фазовращателя, а преобразование осуществляется по схеме угол—фаза—временной интервал—код. В качестве примера накапливающего преобразователя такого типа рассмотрим схему, изображенную на рис. 9-44, а. Функции фазовращателя (ФВ) выполняет четырехобмоточный ВТ, работающий в режиме фазовращателя (см. § 9-5). Фазовый сдвиг между напряжениями на обмотке возбуждения $\dot{U}_f$ и выходным напряжением $\dot{U}$ линейно изменяется в зависимости от угла поворота ротора ВТ θ . Эти напряжения подаются на фазовые формирователи импульсов ФФИ 1 и ФФИ 2. С выходов формирователей получим импульсы в моменты прохождения синусоид напряжений через нуль от отрицательных значений к положительным (рис. 9-44, б). Очевидно, что временной интервал между импульсами пропорционален углу поворота ротора ВТ. Импульсы ФФИ управляют триггером T_2 , который, воздействуя на выпрямитель (В), пропускает в счетчик импульсов (СИ) от генератора Г число импульсов, пропорциональное временному интервалу, а следовательно, и углу поворота ротора ВТ.

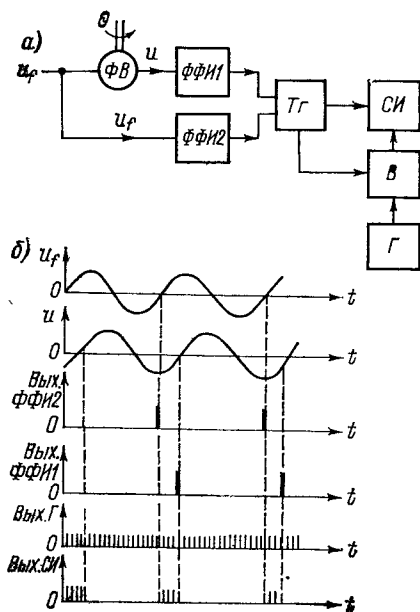


Рис. 9-44. Преобразователь угол—фаза—импульс: а — структурная схема; б — временная диаграмма

Обозначая частоту генератора импульсов f_g , частоту напряжения фазовращателя f , число пар полюсов ВТ p , нетрудно получить выражение для числа импульсов, накопленных в СИ, в зависимости от угла θ

$$n = \frac{f_g}{pf} \theta.$$

В ЦПУ, использующих в качестве параметра амплитуду переменного напряжения, в код преобразуется отношение сигнального и опорного напряжений. Это необходимо для устранения зависимости работы ЦПУ от колебаний напряжения источника питания. Не останавливаясь на классификации ЦПУ этого типа, приведем в качестве примера структурную схему амплитудного ЦПУ

(рис. 9-45). В структуре ЦПУА можно выделить три основных функциональных блока: датчик угла (ДУ); электронный преобразователь (ЭП); автономный источник питания (АИП). Датчик угла выполнен в виде многополюсного многофазного ВТ, имеющего вторичные электрически ортогональные сигнальные обмотки. Электронный преобразователь содержит устройство выбора сигнальных обмоток (УВСО), преобразователь отношения переменных напряжений в код (ПОНК), формирователь строб-импульсов (ФСИ),

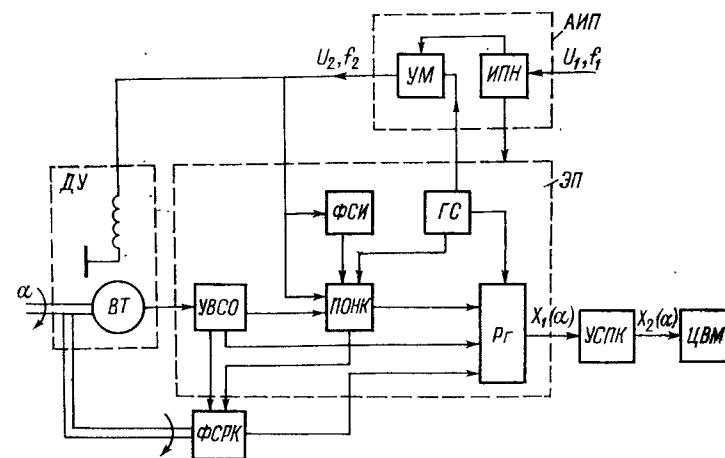


Рис. 9-45. Структурная схема ЦПУ—А с датчиком типа ВТ

необходимых для стробирования сигналов переменного тока, генератор сигналов (ГС) и счетный регистр (P_2). В состав АИП входит усилитель мощности (УМ) и источник постоянного напряжения (ИПН) для питания блоков ЭП. Применение многополюсного ВТ как датчика точного отсчета требует введения в схему формирователя старших разрядов кода (ФСРК), работа которого синхронизируется сигналами с выходов УВСО и ПОНК.

ФСРК может реализоваться как в виде электронного блока (для ЦПУ накапливающего типа), так и в виде преобразователя угла с датчиком грубого отсчета. Согласование и преобразование выходного кода ЦПУА $X_1(\alpha)$ в форму, удобную для передачи во внешние устройства и ввода в ЦВМ [код $X_2(\alpha)$], осуществляет устройство согласования и преобразования кода (УСПК). Качество ЦПУ оценивается по максимальной погрешности точного отсчета, быстродействию, максимальной скорости вала, массогабаритным показателям. В настоящее время при использовании электромашинных ДУ получены ЦПУ с максимальной погрешностью 1—2' и частоте вращения до 20 об/мин.

УПРАВЛЯЕМЫЕ ДВИГАТЕЛИ

10-1. Требования к характеристикам двигателей.
Классификация

Управляемыми (исполнительными) двигателями называются электрические машины, преобразующие амплитуду или фазу управляющего напряжения в угол поворота (угловую скорость) выходного вала.

К характеристикам этих двигателей предъявляются специфические требования, вытекающие из особенностей работы исполнительных двигателей в следящих системах, системах автоматического регулирования, гироскопических устройствах и т. п. Основными из этих требований являются: широкий диапазон регулирования скорости; линейность механических и регулировочных характеристик; малая инерционность (высокое быстродействие); хорошие пусковые свойства; малый момент трения (напряжение трогания); отсутствие самопроизвольного вращения (самохода) при нулевом управляющем сигнале; возможность длительной работы в стопорном режиме.

Энергетические характеристики двигателей — КПД, коэффициент мощности (для двигателей переменного тока) — имеют второстепенное значение, поскольку исполнительные двигатели в большинстве случаев работают сравнительно короткое время (например, при наличии рассогласования в следящей системе).

Как правило, исполнительные двигатели соединяются с нагрузкой через понижающий механический редуктор. Полезная мощность двигателя и передаточное число редуктора $k_{ред}$ должны быть такими, чтобы обеспечить заданные угловую скорость ω_n и ускорение ε_n на нагрузке. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Мощность на выходном валу (нагрузке)

$$P_n = M_n \omega_n + \varepsilon_n (J_n + k_{ред}^2 J_{дв}) \omega_n,$$

где $J_n, J_{дв}$ — моменты инерции нагрузки и ротора двигателя.

Эта мощность при M_n, J_n, ε_n и ω_n несколько растет с увеличением коэффициента $k_{ред}$ (рис. 10-1, а). Мощность, передаваемая к нагрузке от двигателя, при линейной механической характеристике определяется формулой

$$P_2 = \eta_{ред} P_{дв} = \eta_{ред} (M_n - F \omega_p) \omega_p = \eta_{ред} (M_n - F k_{ред} \omega_n) k_{ред} \omega_n,$$

где $\eta_{ред}$ — КПД редуктора; F — крутизна механической характеристики двигателя, $F = -dM/d\omega_p$; M_n — пусковой момент двигателя; ω_p — угловая скорость ротора.

Зависимость $P_2(k_{ред})$ представляет собой параболу (рис. 10-1, а). Для нормальной работы исполнительного устройства необходимо, чтобы $P_2 \geq P_n$. Точки пересечения кривых P_2 и P_n определяют для данного типа двигателя область значений передаточного числа

редуктора, при котором на нагрузке могут быть получены необходимые угловая скорость и ускорение.

Иногда для выбора передаточного числа редуктора удобнее пользоваться механической характеристикой двигателя и зависимостью момента на валу двигателя от передаточного числа $k_{ред}$:

$$M = M_n - F \omega_p = M_n - F \omega_n k_{ред};$$

$$M'_n = \frac{M_n}{k_{ред}} + \varepsilon_n k_{ред} \left(\frac{J_n}{k_{ред}^2} + J_{дв} \right),$$

где M'_n — приведенный к валу двигателя момент нагрузки.

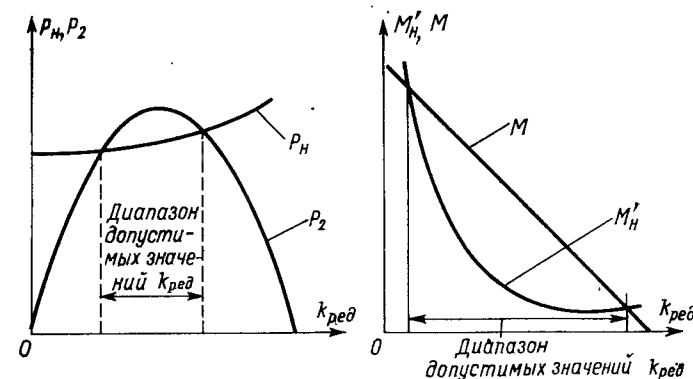


Рис. 10-1. Выбор передаточного числа редуктора: а — исходя из мощности; б — исходя из момента

Совмещение этих кривых (рис. 10-1, б) определяет область возможных значений $k_{ред}$ при заданных $M_n, M'_n, \varepsilon_n, \omega_n, J_{дв}, J_n$.

В зависимости от вида питающего (управляющего) напряжения управляемые двигатели можно разделить на три группы: 1) управляемые двигатели переменного тока; 2) управляемые двигатели постоянного тока; 3) шаговые двигатели.

Управление угловой скоростью двигателей переменного тока можно осуществить изменением приложенного напряжения и частоты. В маломощных следящих системах и приборных системах автоматического управления в качестве управляемых двигателей переменного тока применяются двухфазные управляемые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, скорость которых регулируется изменением амплитуды или фазы напряжения на одной из обмоток.

Управление скоростью двигателей постоянного тока производится изменением напряжения в цепи якоря или изменением магнитного потока возбуждения; соответственно этому различают управляемые двигатели с якорным и полюсным управлением. Большинство управляемых двигателей постоянного тока выполняется с возбуждением от постоянных магнитов, и для них управление

возможно только изменением напряжения на якоре. За последние годы в качестве управляемых двигателей постоянного тока применяются бесконтактные двигатели постоянного тока (см. гл. 6), в которых регулирование скорости осуществляется как изменением питающего обмотки напряжения (амплитудное управление), так и изменением скважности пульсирующего напряжения (широтно-импульсное управление).

В шаговых двигателях регулирование скорости осуществляется с помощью электронного коммутатора за счет изменения частоты управляющих импульсов.

В настоящей главе рассмотрена работа двухфазных асинхронных управляемых двигателей с короткозамкнутым ротором и управляемых двигателей постоянного тока. Анализ работы шаговых двигателей вследствие специфики их электромагнитных процессов приведен в гл. 11.

10-2. Принцип работы, методы управления, особенности конструкции двухфазных управляемых двигателей

Принципиальная электрическая схема двигателя приведена на рис. 10-2. На статоре двигателя располагаются две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Одна из обмоток

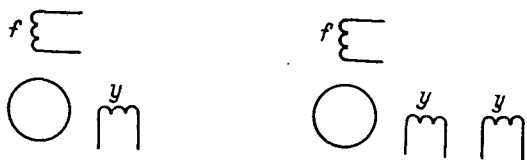


Рис. 10-2. Электрическая схема двухфазного управляемого двигателя

Рис. 10-3. Схема двухфазного управляемого двигателя с расщепленной обмоткой управления

(f), называемая обмоткой возбуждения, постоянно включена в сеть переменного тока; на вторую обмотку (y) — обмотку управления — подается электрический сигнал в виде амплитуды управляющего напряжения или его фазы. Для того чтобы при подаче сигнала на обмотку управления возник вращающий момент двигателя, напряжения $\dot{U}_f$ и $\dot{U}_y$ должны быть сдвинуты по фазе относительно друг друга. Этот фазовый сдвиг обеспечивается непосредственно схемой, в которой работает двигатель, или при включении конденсатора последовательно с обмоткой возбуждения. Обмотку управления двигателя для упрощения согласования выходного каскада усилителя и двигателя выполняют часто в виде двух отдельных одинаковых частей (рис. 10-3), которые могут включаться последовательно, параллельно или с выведенной средней точкой.

Управление двигателем осуществляется тремя различными способами, схематически представленными на рис. 10-4. При амплитудном управлении (рис. 10-4, а) на обмотку управления подается напряжение, переменное по амплитуде и сдвинутое по фазе относительно напряжения возбуждения на 90° . Напряжение управления характеризуют коэффициентом управления $\lambda = U_y/U_f$, где U_f и U_y — действующее значение соответственно напряжения обмотки возбуждения и приведенного к ней напряжения управления.

При $\lambda = 1$ магнитное поле в воздушном зазоре двигателя является круговым, а при любом другом λ — эллиптическим. При

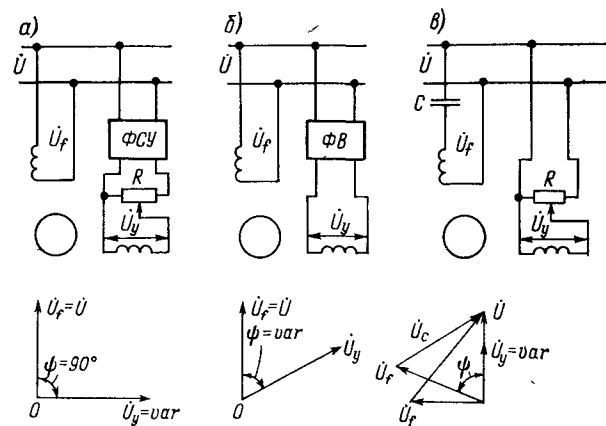


Рис. 10-4. Принципиальные схемы способов управления двухфазными двигателями: а — амплитудного; б — фазового; в — амплитудно-фазового

фазовом управлении (рис. 10-4, б) на обмотку управления подается постоянное по амплитуде напряжение, приведенное значение которого равно напряжению возбуждения. Управление двигателем производится путем изменения фазы напряжения управления. За коэффициент управления принимается $\sin \psi$, где ψ — фазовый сдвиг между напряжениями возбуждения и управления. Для $\sin \psi$, равного ± 1 , магнитное поле в двигателе будет круговым.

Схема, представленная на рис. 10-4, в, применяется при амплитудно-фазовом методе управления двигателем. При этом методе напряжение сети и напряжение управления совпадают по фазе. Фазовый сдвиг между напряжениями возбуждения и управления достигается при включении конденсатора в цепь возбуждения. Емкость (см. § 10-7) подбирается такой, чтобы при пуске двигателя поле в машине оказывалось круговым. По мере вращения двигателя изменяются как амплитуда управляющего напряжения, так и его фаза по отношению к напряжению возбуждения; рассмотренный метод управления называется поэтому амплитудно-фазовым.

В зависимости от конструкции ротора различают три типа двухфазных управляемых асинхронных двигателей, схематически пред-

ставленных на рис. 10-5: с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки; с полым немагнитным ротором; с ферромагнитным омедненным или неомедненным ротором.

Управляемые двигатели третьего типа имеют сравнительно низкие энергетические показатели и относительно большую электро-

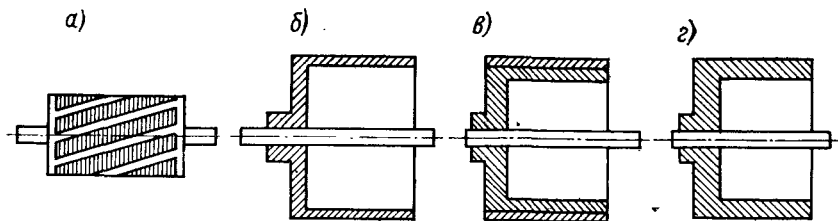


Рис. 10-5. Типы конструкций ротора двухфазного управляемого двигателя: а — «беличья клетка»; б — полый немагнитный ротор; в — ферромагнитный омедненный ротор; г — ферромагнитный ротор

механическую постоянную времени; это существенно ограничивает область их применения.

Двигатели первых двух типов широко используются в автоматике. Первоначально в отечественном приборостроении наиболь-

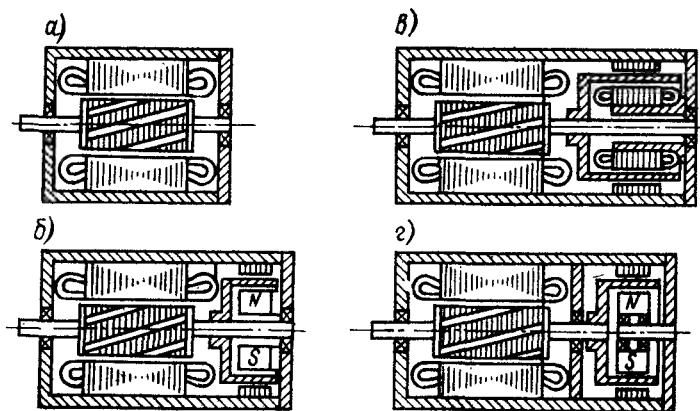


Рис. 10-6. Конструктивные схемы модификаций управляемого двухфазного двигателя с ротором «беличья клетка»: а — обычный двигатель; б — двигатель с электромагнитным демпфером; в — с демпфирующим тахогенератором; г — с инерционным демпфером

шее распространение получили управляемые двигатели переменного тока с полым немагнитным ротором. Это объясняется тем, что первые типы управляемых двигателей были относительно больших габаритов (диаметр корпуса $D_k > 80$ мм); у них, как показывают расчеты, лучшие энергетические показатели при меньшей электро-

механической постоянной времени, если ротор выполнен в виде полого немагнитного стакана.

Для машин меньших габаритов ($D_k < 60$ мм) управляемые двигатели с ротором типа беличьей клетки по своим рабочим характеристикам превосходят двигатели с полым немагнитным ротором. Поэтому двигатели первого типа наибольшее распространение получили в малоомощном приводе.

Двухфазные управляемые двигатели с ротором типа беличьей клетки выполняются в следующих модификациях: обычный управляемый двигатель; двигатель с электромагнитным демпфером; с демпфирующим тахогенератором; с инерционным демпфером. Все перечисленные типы машин могут выполняться со встроенным механическим редуктором. На рис. 10-6 приведены принципиальные конструктивные схемы двигателей указанных модификаций.

Отличительными конструктивными особенностями управляемых двигателей с ротором типа беличьей клетки по сравнению с обычными асинхронными двигателями являются: а) малый диаметр расточки с целью уменьшения момента инерции ротора ($l/D \sim 1,5 \div 2$); б) минимальный воздушный зазор ($\delta = 30 \div 50$ мкм); в) относительно большое для данных габаритов число пар полюсов ($p = 2 \div 4$); г) скос паза ротора на одно-два зубцовых деления с целью уменьшения реактивных моментов и высших пространственных гармоник; д) «сквозная» конструкция, обеспечивающая необходимую технологическую соосность; е) закрытое исполнение машины.

Управляемые двигатели с полым немагнитным ротором (рис. 10-7) имеют магнитопровод статора, состоящий из двух сердечников: внутреннего и внешнего: немагнитный промежуток в машине достигает больших значений (0,5—1,0 мм); ротор выполняется в виде тонкостенного стакана из легкого алюминиевого сплава. Обмотки двигателя обычно располагаются на внешнем магнитопроводе. Отличительные особенности двигателей этого типа — отсутствие реактивных тормозных моментов и малый момент инерции ротора.

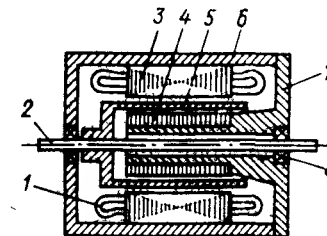


Рис. 10-7. Конструктивная схема управляемого двигателя с полым немагнитным ротором: 1 — обмотка; 2 — вал; 3 — внешний магнитопровод; 4 — внутренний магнитопровод; 5 — полый немагнитный ротор; 6 — корпус; 7 — крышка; 8 — подшипник

10-3. Величины, характеризующие работу двухфазного управляемого двигателя

Асинхронные двигатели общего применения, работающие обычно при номинальной угловой скорости и постоянном или переменном моменте нагрузки, характеризуются такими величинами, как номинальная угловая скорость, полезная мощность на валу, КПД, $\cos \varphi$ и т. п. (см. § 3-2).

Для управляемых двигателей указанных показателей работы недостаточно, так как в большинстве случаев они имеют второстепенное значение и не могут характеризовать работоспособность двигателя в схемах приборной автоматики. Это объясняется тем, что для управляемых двигателей основным режимом работы является пусковой, а рабочие свойства двигателя должны выбираться исходя из быстродействия и устойчивости работы автоматических систем, в которых они применяются. Это заставляет работу управляемых двигателей переменного тока характеризовать рядом специфических величин, которые кратко рассматриваются ниже. Для конкретности все величины даны применительно к амплитудному управлению.

Самоходом управляемого двигателя называется самопроизвольное вращение ротора двигателя при однофазном включении (напряжение на управляющей обмотке равно нулю); это явление для управляемого двигателя нежелательно.

Различают параметрический и технологический самоход. Параметрический самоход обусловлен малым активным сопротивлением ротора, поэтому с целью его устранения управляемые двигатели выполняют с повышенным активным сопротивлением ротора. Как показано в § 10-6, для исключения самохода при разомкнутой обмотке управления необходимо, чтобы активное сопротивление ротора было не меньше его полного индуктивного сопротивления ($r \geq x_m + x_s$). При замкнутой обмотке управления самоход отсутствует при значительно меньшем сопротивлении ротора.

Технологический самоход вызывается паразитными короткозамкнутыми витками в магнитопроводе или обмотке. Вследствие этого двигатель может рассматриваться как однофазный асинхронный двигатель с экранированным полюсом.

Пусковым моментом M_n называют момент, развиваемый двигателем в стопорном режиме при номинальном напряжении возбуждения и подаче на обмотку управления некоторого управляющего напряжения. Для ненасыщенных машин

$$M_n = k_m U_y, \quad (10-1)$$

где k_m — коэффициент управления двигателем по моменту.

Выражение для пускового момента при амплитудном способе управления может быть записано в несколько ином виде:

$$M_n = k_u U_f U_y = k_p \sqrt{P_f P_y}, \quad (10-2)$$

где P_f и P_y — мощности, потребляемые обмотками возбуждения и управления; k_u — коэффициент пропорциональности; k_p — коэффициент управления двигателем по мощности. Коэффициент k_p является одной из важнейших величин, характеризующих работу управляемого двигателя; обычно его определяют по номинальным данным при симметричном режиме питания:

$$k_p = M_{nN} / P_N, \quad (10-3)$$

где $P_N = P_{fN} = P_{yN}$ — номинальные мощности возбуждения и управления в пусковом режиме.

Для оценки пусковых свойств двигателя вводят удельный пусковой момент, т. е. момент, приходящийся на ватт потребляемой мощности, $m_n = k_p / 2$.

Можно указать на зависимость удельного пускового момента от числа пар полюсов p и частоты сети f :

$$M_{nN} = P_{эN} / \omega_c, \quad (10-4)$$

где $P_{эN}$ — электромагнитная мощность, передаваемая со статора на ротор; $\omega_c = 2\pi f / p$ — синхронная угловая скорость поля.

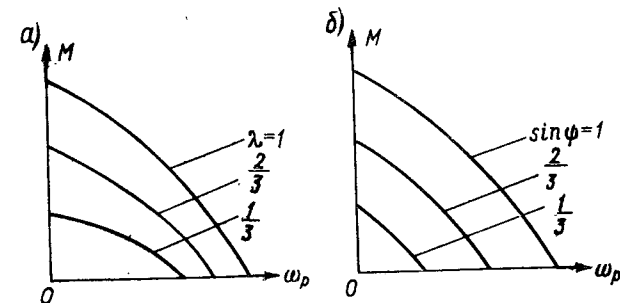


Рис. 10-8. Механические характеристики управляемых двигателей: а — при амплитудном способе управления; б — при фазовом способе

Но $P_{эN} = \eta_э \cdot 2P_N$, где величина $\eta_э$ может быть названа электромагнитным КПД; эта величина падает с увеличением числа пар полюсов, растет с увеличением частоты f и зависит от габаритов двигателя.

Согласно двум последним формулам

$$m_n = \frac{M_{nN}}{2P_N} = \frac{\eta_э p}{2\pi f}. \quad (10-5)$$

Из этого выражения следует, что для заданного габарита двигателя при фиксированной частоте сети можно определить число пар полюсов, при котором удельный пусковой момент имеет наибольшее значение.

Формула (10-2) позволяет оценить изменение пускового момента при неравномерном распределении мощностей между обмотками. Пусть $P_f = P_N \pm \Delta P$; $P_y = P_N \mp \Delta P$; тогда

$$M_n = M_{nN} \sqrt{1 - (\Delta P / P_N)^2}. \quad (10-6)$$

Механической характеристикой двигателя называется зависимость момента на валу от угловой скорости ротора при номинальном напряжении возбуждения и заданном коэффициенте управления. Семейства механических характеристик управляемых двигателей переменного тока при амплитудном и фазовом методах управления представлены на рис. 10-8.

При фазовом управлении крутизна механических характеристик не зависит от коэффициента управления $\sin \psi$, а при амплитудном управлении она изменяется пропорционально величине $0,5(1 + \lambda^2)$ (см. § 10-6), так что при малых управляющих напряжениях крутизна механической характеристики примерно в два раза меньше, чем при номинальном управляющем напряжении.

Механические характеристики управляемых двигателей должны иметь падающий характер, т. е. $dM/d\omega_p < 0$, а форму — близкую к прямой. Уравнение механической характеристики идеального управляемого двигателя имеет вид

$$M = M_n - F\omega_p, \quad (10-7)$$

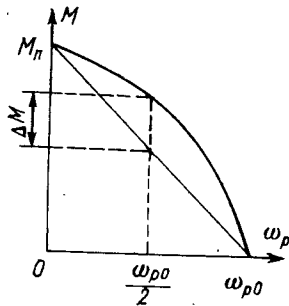


Рис. 10-9. К определению нелинейности механической характеристики управляемого двигателя

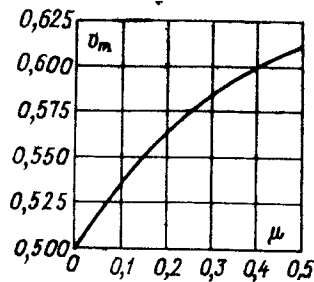


Рис. 10-10. Зависимость v_m от нелинейности механической характеристики μ

где $F = M_n/\omega_{p0}$ — величина, определяющая крутизну механической характеристики; она называется коэффициентом внутреннего демпфирования; ω_{p0} — угловая скорость холостого хода.

Одна из важнейших особенностей механических характеристик управляемых двигателей переменного тока состоит в том, что они принципиально нелинейны. Нелинейность механических характеристик зависит от активного сопротивления ротора: с увеличением его нелинейность уменьшается.

Нелинейность механической характеристики оценивают степенью нелинейности μ , определяемой как отношение максимального отклонения момента от линейной зависимости к пусковому моменту (рис. 10-9): $\mu = \Delta M/M_n$.

В первом приближении механические характеристики управляемого двигателя можно заменить отрезками парабол. Для механической характеристики, соответствующей номинальному режиму работы, получим

$$m = 1 + cv + dv^2, \quad (10-8)$$

где $m = M/M_{пн}$ — относительный момент; $v = \omega_p/\omega_c$ — относительная угловая скорость; c и d — постоянные, которые опреде-

ляются через степень нелинейности μ . При $v = 1$, $m = 0$ имеем $c + d = -1$; при $v = 1/2$, $m = 1/2 + \mu$ имеем $d + 2c = -2 + 4\mu$; отсюда $c = 4\mu - 1$; $d = -4\mu$. Тогда уравнение (10-8) запишется в виде

$$m = 1 - (1 - 4\mu)v - 4\mu v^2. \quad (10-9)$$

Для обеспечения падающего характера механических характеристик при всех значениях v необходимо, чтобы $\mu < 1/4$. Обычно степень нелинейности механических характеристик не превосходит 10—15 %.

Развиваемая двигателем полезная мощность, выраженная в относительных единицах, определяется формулой

$$P_2 = mv = v - (1 - 4\mu)v^2 - 4\mu v^3. \quad (10-10)$$

Полезная мощность на валу двигателя максимальна при относительной скорости

$$v_m = (4\mu - 1 + \sqrt{16\mu^2 + 4\mu + 1})/(12\mu). \quad (10-11)$$

На рис. 10-10 приведен график зависимости v_m от μ . Если обозначить через $P_{2\max}^0$ максимальную полезную мощность на валу при $\mu = 0$ (линейная механическая характеристика), то максимальная полезная мощность при $\mu \neq 0$ может быть описана следующим приближенным выражением:

$$P_{2\max} = P_{2\max}^0 (1 + 2\mu). \quad (10-12)$$

Формула (10-12) позволяет установить простое соотношение между пусковым моментом двигателя и номинальной полезной мощностью:

$$\frac{P_{2\max}^0}{\omega_c/2} = \frac{M_{пн}}{2};$$

отсюда

$$P_{2\max} = \frac{1}{4} (1 + 2\mu) M_{пн} \omega_c. \quad (10-13)$$

Напряжением трогания $U_{y,тр}$ называется минимальное напряжение на обмотке управления, при котором двигатель вращается с наименьшей (ползучей) скоростью. Очевидно, что напряжение трогания тем выше, чем больше реактивный момент двигателя M_p и момент трения в подшипниках $M_{пш}$:

$$\frac{M_p + M_{пш}}{M_{пн}} = \frac{U_{y,тр}}{U_{yN}}. \quad (10-14)$$

Момент трения в подшипниках можно определить по минимальным напряжениям возбуждения $U_{f,мин}$ и управления $U_{y,мин}$ ($\psi = 90^\circ$), при которых двигатель вращается с ползучей скоростью, по формуле

$$\frac{M_{пш}}{M_{пн}} = \frac{U_{f,мин} U_{y,мин}}{U_{fN} U_{yN}}. \quad (10-15)$$

Выражения (10-14) и (10-15) дают возможность оценить реактивный момент двигателя, обусловленный электрической и магнитной асимметрией его ротора.

Из динамических постоянных управляемых двигателей выше были рассмотрены две: коэффициент управления двигателем по моменту k_m и коэффициент внутреннего демпфирования F .

Для определения остальных динамических постоянных обратимся к уравнению движения ротора двигателя без нагрузки

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} = M_n - F\omega_p, \quad (10-16)$$

где J_p — момент инерции ротора двигателя.

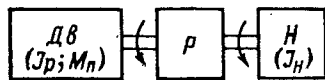


Рис. 10-11. Управляемый двигатель с инерционной нагрузкой

Выражая M_n по формуле (10-1), уравнение (10-16) перепишем в виде

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} + F\omega_p = k_m U_y.$$

Разделив правую и левую части этого уравнения на F , получим

$$\tau_m \frac{d\omega_p}{dt} + \omega_p = k_\omega U_y, \quad (10-17)$$

где $\tau_m = J_p/F = J_p \omega_c / M_{пн}$ — электромеханическая постоянная времени; $k_\omega = \frac{k_m}{F} = \frac{M_n}{U_y} \frac{\omega_{p0}}{M_n} = \frac{\omega_{p0}}{U_y}$ — коэффициент управления двигателем по скорости, который характеризует изменение угловой скорости двигателя при увеличении управляющего напряжения на 1 В.

Коэффициент $k_e = \frac{k_m}{J_p} = \frac{M_n}{U_y J_p} = \frac{\varepsilon}{U_y}$ называется коэффициентом управления двигателем по ускорению; он характеризует угловое ускорение, получаемое ротором двигателя при подаче управляющего напряжения 1 В.

Из формулы (10-17) находим передаточную функцию двигателя

$$H(p) = \frac{\omega_p(p)}{U_y(p)} = \frac{k_\omega}{\tau_m p + 1}. \quad (10-18)$$

Максимальное угловое ускорение инерционной нагрузки. В большом числе случаев управляемый двигатель в приборных системах работает через редуктор на инерционную нагрузку (рис. 10-11).

Угловое ускорение, получаемое нагрузкой в пусковом режиме,

$$\varepsilon_n = \frac{\varepsilon}{k_{ред}} = \frac{1}{k_{ред}} \frac{M_n}{J_p + J_n/k_{ред}^2} = \frac{M_n}{J_p k_{ред} + J_n/k_{ред}}, \quad (10-19)$$

где J_n — момент инерции нагрузки; $k_{ред}$ — передаточное число редуктора.

Решая уравнение $d\varepsilon_n/dk_{ред} = 0$, найдем передаточное число редуктора $k_{ред} = \sqrt{J_n/J_p}$ и соответствующее ему максимальное угловое ускорение инерционной нагрузки

$$\varepsilon_{н. макс} = \frac{1}{2\sqrt{J_n}} \frac{M_n}{\sqrt{J_p}}. \quad (10-20)$$

Отсюда следует, что двигатель, обладающий наибольшим отношением M_n^2/J_p , создает максимальное ускорение на нагрузке.

Рабочими характеристиками управляемого двигателя называются зависимости угловой скорости ω_p , полезной мощности P_2 , потребляемых мощности P_1 и тока I_1 , коэффициента полезного действия η и коэффициента мощности $\cos \varphi$ от момента на валу двигателя при номинальных напряжениях возбуждения и управления. Примерный вид этих характеристик приведен на рис. 10-12.

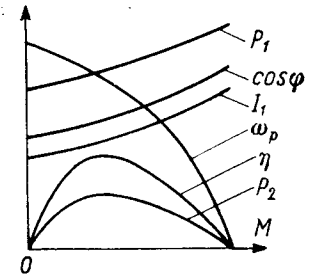


Рис. 10-12. Рабочие характеристики двухфазного управляемого двигателя при круговом вращающемся магнитном поле

10-4. Уравнения ЭДС и электромагнитного момента

Уравнения ЭДС и момента управляемого двухфазного двигателя получаются из уравнений ЭДС идеализированной электрической машины при условии, что сопротивление взаимной индукции по продольной и поперечной осям одинаковы ($x_{md} = x_{mq} = x_m$):

$$\begin{matrix} f \\ y \\ d \\ q \end{matrix} \begin{bmatrix} r_f + jx_{fs} + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & r_y + jx_{ys} + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & -vx_m & r + jx_s + jx_m & -v(x_m + x_s) \\ vx_m & jx_m & v(x_m + x_s) & r + jx_s + jx_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_f \\ i_y \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ \dot{U}_y \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (10-21)$$

$$M = \frac{x_m}{\omega_c} \operatorname{Re}(i_f i_q^* - i_y i_d^*). \quad (10-22)$$

Здесь в отличие от уравнений обобщенной электрической машины величины, относящиеся к обмоткам статора (обмоткам возбуждения и управления), обозначены индексами f и «у»; параметры всех обмоток, токи и напряжения приведены к обмотке возбуждения.

Исключая из уравнений (10-21) токи $\dot{I}_f$ и $\dot{I}_y$, приходим к более простой системе

$$\begin{cases} x_m [(\beta + j\xi_f) \dot{I}_d - v\xi_y \dot{I}_q] = \dot{E}_f + jv\dot{E}_y; \\ x_m [v\xi_f \dot{I}_d + (\beta + j\xi_y) \dot{I}_q] = -jv\dot{E}_f + \dot{E}_y; \end{cases} \quad (10-23)$$

$$M = \frac{1}{\omega_c} \operatorname{Re} (j\dot{E}_f \dot{I}_q - j\dot{E}_y \dot{I}_d + x_m \xi_f \dot{I}_d \dot{I}_q^* - x_m \xi_y \dot{I}_q \dot{I}_d^*). \quad (10-24)$$

Здесь величины β , ξ_f и ξ_y представляют собой безразмерные параметры двигателя, определяемые по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{r}{x_m}; \quad \xi_f = \frac{r_f + jx_{fs}}{r_f + jx_{fs} + jx_m} + \frac{x_s}{x_m}; \\ \xi_y &= \frac{r_y + jx_{ys}}{r_y + jx_{ys} + jx_m} + \frac{x_s}{x_m}; \end{aligned} \right\} \quad (10-25)$$

$$\dot{E}_f = -jx_m \frac{\dot{U}_f}{r_f + jx_{fs} + jx_m}; \quad \dot{E}_y = -jx_m \frac{\dot{U}_y}{r_y + jx_{ys} + jx_m}. \quad (10-26)$$

Напряжения $\dot{E}_f$ и $\dot{E}_y$ имеют простой физический смысл: они равны трансформаторным ЭДС, индуцируемыми в обмотках ротора со стороны обмоток возбуждения и управления, при условии, что обмотки ротора разомкнуты.

Решая уравнения (10-23) относительно токов $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$ и подставляя в формулу (10-24), получаем

$$M = M_f + M_y + M_{fy}, \quad (10-27)$$

где

$$M_f = \frac{E_f^2}{\omega_c |\Delta|^2 x_m} \beta v [\xi_y^2 (1 - v^2) - \beta^2]; \quad (10-28)$$

$$M_y = \frac{E_y^2}{\omega_c |\Delta|^2 x_m} \beta v [\xi_f^2 (1 - v^2) - \beta^2]; \quad (10-29)$$

$$M_{fy} = \frac{2\beta}{\omega_c |\Delta|^2 x_m} \operatorname{Re} [j\beta^2 + \beta(1 - v^2)(\xi_y - \xi_f) + j\xi_f \xi_y (1 - v^2)] \dot{E}_f \dot{E}_y; \quad (10-30)$$

$$\Delta = \beta^2 + j\beta(\xi_f + \xi_y) - \xi_f \xi_y (1 - v^2). \quad (10-31)$$

Составляющая электромагнитного момента M_f представляет собой момент, развиваемый двигателем при включении в сеть только обмотки возбуждения; составляющая M_y появляется только при включении обмотки управления. Составляющая электромагнитного момента M_{fy} — результат взаимодействия магнитных потоков, создаваемых одной из обмоток, с токами в роторе, индуцируемыми другой обмоткой.

Из полученных выражений (10-27) — (10-31) нетрудно найти уравнения идеализованных механических и регулировочных характеристик для различных режимов работы управляемого двигателя (характеристики мы называем идеализованными, так как в них не учтены потери холостого хода).

10-5. Однофазное аключение

При включении в сеть только обмотки возбуждения момент, развиваемый двигателем, определяется по формуле (10-28). Как уже указывалось, одним из важнейших требований, предъявляемых к управляемому двигателю, является отсутствие самохода; для этого необходимо выполнение условия

$$\beta^2 \geq \xi_y^2 \quad \text{или} \quad \frac{r}{x_m} \geq \left| \frac{r_y + jx_{ys}}{r_y + jx_{ys} + jx_m} + \frac{x_s}{x_m} \right|. \quad (10-32)$$

Если обмотка управления разомкнута ($r_y = \infty$), то условие (10-32) сводится к неравенству $r \geq x_m + x_s$.

При замкнутой накоротку обмотке управления, что соответствует управлению двигателем от усилителя с малым выходным сопротивлением, условие отсутствия самохода выполняется при меньшем активном сопротивлении ротора, которое находится из соотношения (10-32).

Если в обмотку управления включена емкость, то условие отсутствия самохода примет вид

$$\frac{r}{x_m} \geq \left| \frac{r_y + j \left(x_{ys} - \frac{1}{\omega C} \right)}{r_y + j \left(x_{ys} + x_m - \frac{1}{\omega C} \right)} + \frac{x_s}{x_m} \right|. \quad (10-33)$$

При емкостном сопротивлении $1/(\omega C) = x_{ys} + x_m$ и малом r_y это условие будет выполняться только при значительном активном сопротивлении ротора. Отсюда следует, что включение емкости в цепь управления может привести к параметрическому самоходу.

10-6. Механические характеристики

В общем случае управление двигателем производится посредством изменения как амплитуды, так и фазы управляющего напряжения

$$\dot{U}_y = \lambda \dot{U}_e e^{-j\psi}. \quad (10-34)$$

При $\psi = \pi/2$ и изменении λ получаем амплитудный способ управления двигателем, а при $\lambda = 1$ и изменении ψ — фазовый способ. Положим, что приведенные значения параметров обмоток возбуждения и управления одинаковы, т. е. $\xi_f = \xi_y = \xi$; это равенство для относительных параметров обмоток выполняется достаточно хорошо.

Тогда с помощью выражений (10-27) — (10-31) получим

$$M = \frac{E_f^2 \beta}{\omega_c |\Delta|^2 x_m} \{ (1 + \lambda^2) [\xi^2 (1 - v^2) - \beta^2] v + 2\lambda [\beta^2 + (1 - v^2)(\xi^2 - 2\beta \operatorname{Im} \xi)] \sin \psi \}. \quad (10-35)$$

Пусковой момент двигателя, соответствующий номинальному режиму работы, получается из (10-35) при $\lambda = 1$, $\sin \psi = 1$ и $v = 0$:

$$M_{пН} = \frac{E_f^2 2\beta}{|\Delta_n|^2 x_m \omega_c} (\beta^2 + \xi^2 - 2\beta \operatorname{Im} \xi),$$

где $\Delta_n = \beta^2 + j2\beta\xi - \xi^2$.

В управляемых двигателях, имеющих повышенное сопротивление ротора, можно принять, что $\xi^2 \ll \beta^2$; в этом случае

$$\Delta = \Delta_n \approx \beta(\beta + j2\xi).$$

Пренебрегая величиной ξ^2 и выражая электромагнитный момент в долях пускового: $m_3 = M/M_{пн}$, получим приближенную зависимость электромагнитного момента от коэффициентов управления λ и $\sin \psi$ и относительной скорости ротора

$$m_3 = \lambda \sin \psi - \frac{1 + \lambda^2}{2(1 + a)} v - \frac{a \lambda \sin \psi}{1 + a} v^2, \quad (10-36)$$

где

$$a = -\frac{2 \operatorname{Im} \xi}{\beta} = \frac{2 r_f x_m^2}{r [r_f^2 + (x_{fs} + x_m)^2]}.$$

Формула (10-36) показывает, что приближенные, идеализированные механические характеристики управляемых двигателей представляют собой отрезки парабол. Из выражения (10-36) трудно показать, что нелинейность

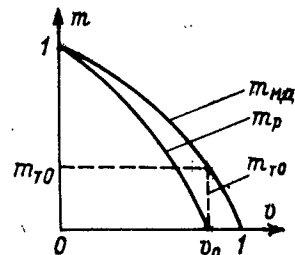


Рис. 10-13. К определению тормозного момента управляемого двигателя на холостом ходу

Используя (10-37), уравнение механической характеристики управляемого двигателя запишем в виде

$$m_3 = \lambda \sin \psi - (1 - 4\mu) \frac{1 + \lambda^2}{2} v - 4\mu \lambda \sin \psi v^2. \quad (10-38)$$

Приведенные приближенные выражения для расчета механических и регулировочных характеристик управляемых двигателей при различных методах управления дают вполне удовлетворительную сходимость с опытными данными при введении поправок на потери холостого хода. Вследствие трения в шарикоподшипниках, вентиляционных потерь и влияния тормозных моментов от высших пространственных гармоник поля скорость холостого хода управляемого двигателя даже при круговом поле $\vec{B}$ (что соответствует коэффициентам управления, равным единице) меньше синхронной скорости; обычно $v_0 \approx 0,75 \div 0,9$.

Тормозной момент при этой скорости может быть найден с помощью идеализированной механической характеристики (рис. 10-13): $m_{т0}(v_0) = m_{нд}(v_0)$. Для управляемых двигателей сравнительно низких скоростей с достаточной точностью примем

$$m_{т0} = \left[\frac{1}{v_0} - (1 - 4\mu) - 4\mu v_0 \right] v.$$

Тогда для реальной механической характеристики управляемого двигателя получим приближенное выражение

$$m_p = 1 - \left(\frac{1}{v_0} - 4\mu v_0 \right) v - 4\mu v^2.$$

10-7. Выбор емкости для цепи возбуждения

В ряде практических схем фазовый сдвиг между напряжениями возбуждения и управления достигается с помощью конденсаторов, включаемых в цепь возбуждения, как указано на рис. 10-14. Пусть $z_f e^{j\psi}$ — полное сопротивление обмотки возбуждения при неподвижном роторе. Найдем емкости C_1 и C_2 , при которых напряжение на обмотке возбуждения равно $K \dot{U} e^{j\psi}$, где $\dot{U}$ — напряжение сети, равное максимальному напряжению на обмотке управления; $K = \omega_f / \omega_y$ — коэффициент трансформации обмоток возбуждения и управления.

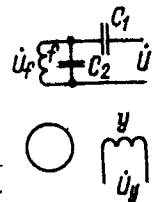
Для цепи обмотки возбуждения на рис. 10-14 имеем

$$\frac{z_f e^{j\psi} j\omega C_1}{1 + z_f e^{j\psi} j\omega C_2} = \frac{K e^{j\psi}}{1 - K e^{j\psi}}$$

или

$$\frac{C_1}{C_2 + e^{-j\psi} / (j\omega z_f)} = \frac{1}{e^{-j\psi} / K - 1}.$$

Рис. 10-14. Емкостный делитель в цепи возбуждения управляемого двигателя



Приравнявая вещественные и мнимые части, находим

$$C_1 \left(\frac{\cos \psi}{K} - 1 \right) - C_2 = -\frac{\sin \psi}{z_f \omega};$$

$$C_1 \frac{\sin \psi}{K} = \frac{\cos \psi}{z_f \omega}.$$

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{K \cos \psi}{z_f \omega \sin \psi}; \\ C_2 &= \frac{\sin \psi \sin \psi - (K - \cos \psi) \cos \psi}{z_f \omega \sin \psi}. \end{aligned} \right\} \quad (10-39)$$

В частном случае, когда обмотки возбуждения и управления одинаковы, круговое поле будет при $K = 1$, $\psi = \pi/2$; тогда

$$C_1 = \frac{\cos \psi}{z_f \omega}; \quad C_2 = \frac{\sin \psi - \cos \psi}{z_f \omega}. \quad (10-40)$$

Можно поставить задачу несколько иначе: определить коэффициент трансформации K , при котором достаточно только одной емкости C_1 ($C_2 = 0$) для получения угла ψ , равного 90° . Из уравнений (10-39) определяем при $C_2 = 0$:

$$K = \operatorname{tg} \psi; \quad C_1 = \frac{\sin \psi}{z_f \omega},$$

что совпадает с выражениями, полученными в § 3-6.

10-8. Схемы замещения

Схема замещения двухфазного управляемого двигателя получается непосредственно из схемы замещения обобщенной электрической машины, приведенной на рис. 1-7, если положить $\dot{U}_D = \dot{U}_f$, $\dot{U}_Q = \dot{U}_y$. В обозначениях, принятых в настоящей главе, схема замещения изображена на рис. 10-15. При преобразовании звезды активных сопротивлений в треугольник получим схему замещения, приведенную на рис. 10-16.

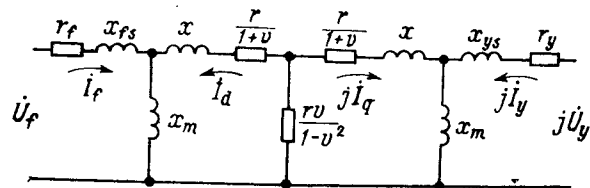


Рис. 10-15. Эквивалентная схема двухфазного управляемого двигателя

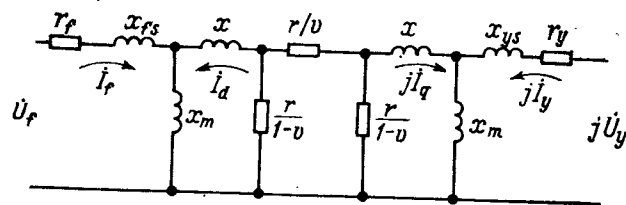


Рис. 10-16. Преобразованная эквивалентная схема двухфазного управляемого двигателя

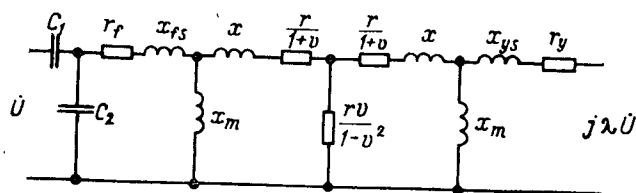


Рис. 10-17. Эквивалентная схема с емкостным делителем в цепи возбуждения

С помощью схемы замещения можно моделировать работу управляемого двигателя и определять его характеристики при включенной в цепь возбуждения емкости (рис. 10-17). Аналитические методы определения характеристик в этом случае приводят к трудоемким расчетам.

10-9. Оптимизация параметров двухфазного управляемого двигателя

Поскольку одним из основных режимов работы управляемого двигателя является пусковой режим, то необходимо прежде всего обеспечить наилучшие характеристики двигателя в этом режиме. Качество управляемого двигателя в пусковом режиме принято оценивать пусковым моментом, прихо-

дящимся на ватт потребляемой мощности при номинальных напряжениях возбуждения и управления, соответствующих круговому вращающемуся магнитному полю.

Пусковой момент

$$M_{\Pi} = \frac{p}{2\pi f} P_{\Pi}, \quad (10-41)$$

где P_{Π} — мощность, рассеиваемая при пуске в роторе двигателя.

Мощность, потребляемая двигателем в пусковом режиме,

$$P_{\Pi} = P_{c.\Pi} + P_{p.\Pi} + P_{ст},$$

где $P_{c.\Pi}$ — потери в меди статора двигателя; $P_{ст}$ — потери в стали.

В первом приближении при оценке оптимальных свойств двигателя потерями в стали до частот 400—500 Гц можно пренебречь; тогда удельный пусковой момент запишем в виде

$$m_{\Pi} = \frac{M_{\Pi}}{P_{\Pi}} = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + P_{c.\Pi}/P_{p.\Pi}}. \quad (10-42)$$

Из схемы замещения двигателя для кругового вращающегося магнитного поля (рис. 10-18) находим

$$\begin{aligned} \frac{P_{c.\Pi}}{P_{p.\Pi}} &= \frac{r_f}{\operatorname{Re} \frac{jx_m(r + jx_s)}{r + j(x_m + x_s)}} = \\ &= \frac{rf}{r} \left[\left(1 + \frac{x_s}{x_m}\right)^2 + \left(\frac{r}{x_m}\right)^2 \right]. \end{aligned}$$

Подставляя это выражение в формулу (10-42), получаем

$$m_{\Pi} = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + \frac{rf}{r} \left[\left(1 + \frac{x_s}{x_m}\right)^2 + \left(\frac{r}{x_m}\right)^2 \right]}. \quad (10-43)$$

Эта формула показывает, что удельный пусковой момент является функцией, зависящей от параметров обмоток двигателя и числа пар полюсов. Поскольку характер этой зависимости и условия, при которых m_{Π} имеет максимальное значение, различны для наиболее распространенных типов управляемых двигателей (с ротором типа беличьей клетки, с полым немагнитным ротором), то анализ оптимальных соотношений в двигателях целесообразно выполнить отдельно для каждого из этих типов машин.

Двигатель с ротором типа беличьей клетки. Считая все параметры двигателя, кроме активного сопротивления ротора, постоянными, из формулы (10-43) найдем оптимальное значение r , при котором m_{Π} максимально: $r_{\text{опт}} = x_m + x_s$; при этом

$$m_{\Pi} = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + 2 \frac{rf}{x_m} \left(1 + \frac{x_s}{x_m}\right)}. \quad (10-44)$$

Следует заметить, что кривая зависимости m_{Π} от r для малогабаритных двигателей имеет достаточно тупой максимум, и при изменении r в пределах от 0,5 до 2 значения m_{Π} изменяется не более чем на 10 %.

Поскольку нелинейность механических характеристик уменьшается с ростом активного сопротивления ротора — см. формулу (10-37), то отношение r/x_m целесообразно выбирать в пределах 1,5—2,0.

Рассмотрим теперь зависимость удельного пускового момента, выражаемого формулой (10-44), от числа пар полюсов. Относительное индуктивное сопротивление ротора практически не зависит от числа пар полюсов и составляет 0,1—0,3. Подставляя в (10-44) относительное активное сопротивление статора, получаем [32]

$$m_{\pi} = \frac{1}{2\pi f_i} \frac{p}{1 + \frac{Cp^2}{S_{\text{паз}} D f_i} \left(1 + \frac{2,5}{k_{lp}}\right)}, \quad (10-45)$$

где

$$C = \frac{4\rho_1 \delta' (1 + x_s)}{\mu_0 k_s \cdot \pi k_{\text{об}}^2}; \quad (10-46)$$

$S_{\text{паз}}$ — площадь пазов статора.

Исследуя выражение (10-45) на максимум, находим

$$p_{\text{опт}}^2 = S_{\text{паз}} D f_i / C; \quad (10-47)$$

$$m_{\pi, \text{ макс}} = \frac{8,1 \cdot 10^2}{f_i} \frac{p_{\text{опт}}}{1 + 1,25/(k_{lp} p_{\text{опт}})} \quad (10-48)$$

Формула (10-47) устанавливает для управляемого двигателя оптимальное соотношение между числом пар полюсов, площадью пазов статора, диаметром рашетки и частотой сети, а формула (10-48) дает возможность оценить, какой удельный пусковой момент можно при этом получить.

Вторым важным фактором, определяющим выбор основных соотношений в управляемом двигателе, является электромеханическая постоянная времени τ_m . Она не должна превосходить 20—40 мс.

Заменяя $J_p \approx \frac{\pi}{32} d_p k_l D^5$, где d_p — средняя плотность ротора, и подставляя M_{π} из формулы (10-45), получаем

$$\tau_m \approx \frac{\pi^3}{8} \frac{d_p k_l D^5 f_i^2}{P_{\pi} p^2} \left[1 + \frac{Cp^2}{S_{\text{паз}} D f_i} \left(1 + \frac{2,5}{k_{lp}}\right) \right]. \quad (10-49)$$

Полученные формулы позволяют при заданных габаритных размерах машины и допустимой пусковой мощности определить ориентировочные значения пускового момента и электромеханической постоянной времени при различных числе пар полюсов и частоте сети.

Двигатель с полым немагнитным ротором. Удельный пусковой момент получим из (10-43), полагая $x_s = 0$:

$$m_{\pi} = \frac{p}{2\pi f_i} \frac{1}{1 + \frac{r_f}{r} \left(1 + \frac{r^2}{x_m^2}\right)}; \quad (10-50)$$

как функция r оно имеет максимум при $r = x_m$. Однако такое исследование характеристик двигателя не совсем оправданно. В управляемых двигателях полый ротор для уменьшения момента инерции изготавливается из алюминиевого сплава с заданным удельным сопротивлением, и единственный способ изменения сопротивления r — это изменение толщины полого стакана Δ . Но при этом изменяется величина x_m , которая обратно пропорциональна $\Delta + \delta$, где δ — суммарный воздушный зазор двигателя. Все это существенно усложняет анализ оптимальных соотношений в управляемых двигателях с полым ротором и их сравнение с двигателями, имеющими ротор «беличьей клетка». Рассмотрение вопроса, выполненное в работе [32], показывает:

1. При одинаковых удельном пусковом моменте и числе пар полюсов двигатели с полым ротором имеют большие габариты по сравнению с двига-

телями, имеющими ротор типа беличьей клетки; это объясняется большими потерями в статоре от намагничивающего тока в двигателях с полым немагнитным ротором.

2. Для тока промышленной частоты $f = 50$ Гц двигатели с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки имеют лучшие показатели по пусковому моменту и быстродействию. Применение двигателей с полым немагнитным ротором может быть оправдано здесь при большой мощности (однако при этом необходимо принудительное охлаждение ротора) и в прецизионных системах, требующих малого напряжения трогания.

3. Для частоты $f = 400$ Гц двигатели с ротором типа беличьей клетки имеют лучшие характеристики при диаметре корпуса до 6—8 см. Для частоты $f = 1000$ Гц D_k лежит в пределах 3—4 см.

10-10. Управляемый двигатель постоянного тока с независимым возбуждением

Управляемые двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, как правило, представляют собой двухполюсные или четырехполюсные электрические машины постоянного тока с элек-

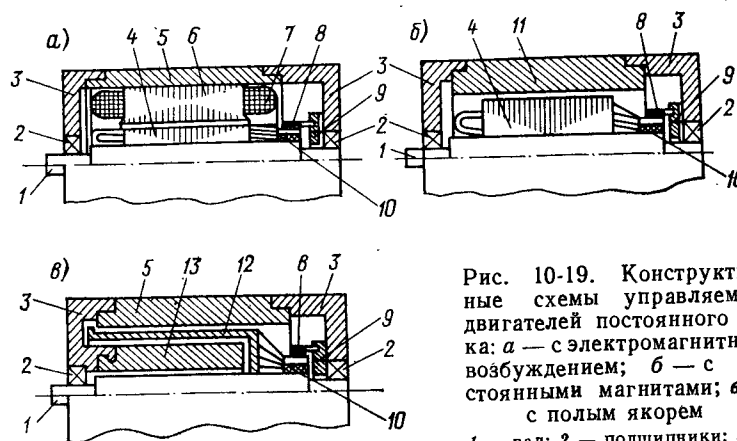


Рис. 10-19. Конструктивные схемы управляемых двигателей постоянного тока: а — с электромагнитным возбуждением; б — с постоянными магнитами; в — с полым якорем

1 — вал; 2 — подшипники; 3 — подшипниковые щиты; 4 — якорь с обмоткой; 5 — ярмо; 6 — полюс; 7 — обмотка возбуждения; 8 — щетка; 9 — щеточная траверса; 10 — коллектор; 11 — кольцевой магнит; 12 — полый якорь; 13 — цилиндрический магнит с отверстием

тромагнитным возбуждением или с постоянными магнитами. Двигатели малой мощности не имеют добавочных полюсов. В отличие от двигателей общего применения управляемые двигатели для большего быстродействия имеют повышенное отношение длины и диаметра якоря $l_a/D_a = 1,5 \div 2,5$. Особое внимание при конструировании этих двигателей уделяется надежности и качеству щеточно-коллекторного узла и подшипников для получения минимального напряжения трогания.

Якорь двигателя имеет скос пазов на 1—2 зубцовых деления, а в машинах с постоянными магнитами он иногда выполняется в виде полого стакана. На рис. 10-19 приведены основные конструктивные схемы управляемых двигателей постоянного тока с независимым возбуждением.

Теория работы управляемых двигателей постоянного тока и протекающие в них электромагнитные процессы точно такие же, как и в машинах постоянного тока общего применения; полно они излагаются в общем курсе электрических машин, а кратко — в гл. 5.

В настоящем параграфе даны некоторые специфические особенности работы управляемых двигателей в динамических режимах, в частности при изменении управляющего напряжения.

Общие соотношения. Уравнения ЭДС и момента двигателя с независимым возбуждением (рис. 10-20) имеют вид

$$\left. \begin{aligned} U_a &= E_a + i_a r_a + L_a \frac{di_a}{dt}; \\ U_f &= i_f r_f + L_f \frac{di_f}{dt}; \\ E_a &= C\Phi\omega_p; \quad M = C\Phi i_a, \end{aligned} \right\} \quad (10-51)$$

Рис. 10-20. Электрические схемы управляемого двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

где индексом a обозначены величины, относящиеся к якорю, а индексом f — к обмотке возбуждения; Φ — магнитный поток полюсов; C — постоянная, зависящая от обмоточных данных якоря.

При составлении этих уравнений приняты следующие допущения: 1) падение напряжения под щетками значительно меньше падения напряжения в якорю; 2) магнитная цепь машины не насыщена, и индуктивность цепи возбуждения L_f постоянная; 3) влиянием реакции якоря и коммутационных токов на магнитный поток машины пренебрегаем.

В действительности указанные допущения не всегда выполняются, что приводит к некоторому расхождению теоретических и экспериментальных характеристик управляемых двигателей постоянного тока.

Управление угловой скоростью двигателей постоянного тока с независимым возбуждением производится двумя способами:

1) изменением подводимого к якорю напряжения U_a при постоянном токе возбуждения (магнитном потоке); такой способ управления называют **якорным**;

2) изменением напряжения U_f , подводимого к обмотке возбуждения, при постоянном токе якоря (что достигается включением в цепь якоря добавочного балластного сопротивления); этот способ управления называется **полусным**.

Очевидно, что в двигателях с постоянными магнитами возможно только якорное управление. Наибольшие отклонения линейных теоретических характеристик от экспериментальных будут у двигателей с управлением по цепи обмотки возбуждения вследствие нелинейности кривой намагничивания и гистерезиса.

Характеристики двигателей при якорном управлении ($U_a = U_y$). При этом способе управления $\Phi = \text{const}$ и, следовательно, $E_a = k_a \omega_p$, $M = k_a i_a$, где $k_a = C\Phi = \text{const}$.

Уравнение ЭДС цепи якоря примет вид

$$U_y = k_a \omega_p + \frac{r_a}{k_a} M + \frac{L_a}{k_a} \frac{dM}{dt}. \quad (10-52)$$

Рассмотрим вначале установившиеся характеристики двигателя, при которых $dM/dt = 0$. Из уравнения (10-52) находим

$$M = \frac{k_a}{r_a} (U_y - k_a \omega_p). \quad (10-53)$$

На рис. 10-21 приведено семейство механических характеристик управляемого двигателя при различном напряжении управления; они представляют собой отрезки прямых. Входящие в уравнение (10-53) коэффициенты k_a и k_a/r_a определяются из очевидных соотношений

$$M_{пН} = \frac{k_a}{r_a} U_{yN}; \quad k_a = \frac{U_{aN}}{\omega_{p0N}}, \quad (10-54)$$

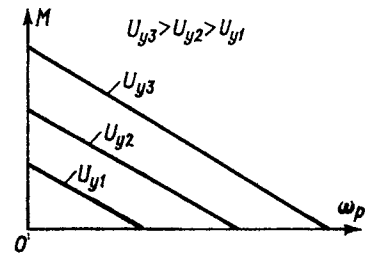


Рис. 10-21. Механические характеристики управляемого двигателя постоянного тока при якорном управлении

$$m = \frac{M}{M_{пН}}; \quad \lambda = \frac{U_y}{U_{yN}}; \quad v = \frac{\omega_p}{\omega_{p0N}},$$

уравнение (10-53) запишем в более простом виде

$$m = \lambda - v. \quad (10-55)$$

Передаточную функцию управляемого двигателя получим из уравнения (10-52) и уравнения движения ротора

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} + F_{тр} \omega_p = M, \quad (10-56)$$

где $F_{тр}$ — коэффициент механического (вязкого) трения в двигателе.

Подставляя выражение момента (10-56) в уравнение (10-52) и обозначая $p = \frac{d}{dt}$, находим

$$\frac{\omega_p}{U_y} = \frac{k_a/r_a}{J_p \frac{L_a}{r_a} p^2 + \left(J_p + \frac{L_a}{r_a} F_{тр} \right) p + F_{тр} + \frac{k_a^2}{r_a}}. \quad (10-57)$$

В управляемых двигателях индуктивность цепи якоря L_a мала, и в формуле (10-57) членами, содержащими L_a , можно пренебречь; это позволяет при расчетах использовать более простое выражение передаточной функции двигателя

$$H(p) = \frac{\omega_p}{U_y} = \frac{k_a/r_a}{J_p p + F_{тр} + k_a^2/r_a}. \quad (10-58)$$

Для управляемых двигателей, применяемых в приборных следящих системах, $F_{тр} \ll k_a^2/r_a$ и передаточная функция примет такой же вид, как для двухфазных управляемых двигателей

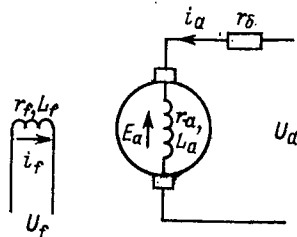


Рис. 10-22. Электрическая схема управляемого двигателя при полюсном управлении

$$H(p) = \frac{k_\omega}{\tau_m p + 1};$$

здесь $k_\omega = 1/k_a = \omega_{p0N}/U_{yN}$ — коэффициент управления двигателем по скорости (крутизна регулировочной характеристики); $\tau_m = J_p r_a / k_a^2$ — электромеханическая постоянная времени.

Характеристики двигателей при полюсном управлении ($U_f = U_y$). Этот способ управления применяется в тех случаях, когда мощность источника управляющего напряжения мала и требования

к быстродействию привода сравнительно невелики. Как уже указывалось, управление двигателем производится при постоянном токе якоря, что практически достигается включением в цепь якоря балластного сопротивления r_6 (рис. 10-22), выбираемого из условия $(r_a + r_6) \times i_a \gg E_a$. Уравнения ЭДС и момента двигателя примут вид

$$\left. \begin{aligned} U_a &= i_a(r_a + r_6); & U_y &= i_f r_f + L_f \frac{di_f}{dt}; \\ J_p \frac{d\omega_p}{dt} + F_{тр} \omega_p &= k_a' i_f i_a. \end{aligned} \right\} \quad (10-59)$$

Отсюда находим передаточную функцию двигателя

$$H(p) = \frac{\omega_p}{U_y} = \frac{k_a' U_a}{J_p \frac{L_f}{r_f} p^2 + \left(J_p + \frac{L_f}{r_f} F_{тр} \right) p + F_{тр}}, \quad (10-60)$$

где p — оператор $\frac{d}{dt}$,

Особенность этого способа управления состоит в том, что в двигателе отсутствует внутреннее электромагнитное демпфирование; вследствие этого в систему регулирования необходимо вводить внешнее демпфирование или применять другие методы стабилизации

следящих систем. Физически отсутствие демпфирования объясняется тем, что электромагнитный момент двигателя $M = k_a' i_a i_f$ при $i_a = \text{const}$ не зависит от скорости, а механические характеристики представляют собой семейство прямых, параллельных оси абсцисс (рис. 10-23).

Особенности характеристик двигателей с постоянными магнитами. У двигателей этого типа возможно только якорное управление. Их характеристики аналогичны характеристикам управляемых двигателей с электромагнитным возбуждением. Применение для этих двигателей постоянных магнитов с большой коэрцитивной

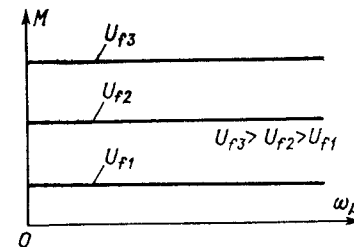


Рис. 10-23. Механические характеристики управляемого двигателя при полюсном управлении

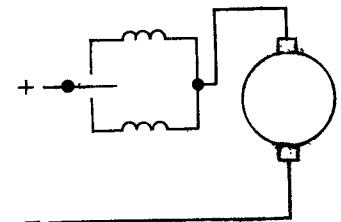


Рис. 10-24. Схема реверсивного управляемого двигателя с последовательным возбуждением

силой позволяет получить высокие энергетические показатели, лучшее внутреннее электромагнитное демпфирование и большее быстродействие, чем у двигателей тех же габаритов с электромагнитным возбуждением. Особенно высокое быстродействие имеют двигатели с полым якорем. Управляемые двигатели постоянного тока с полым якорем (см. рис. 10-19, а) не имеют реактивных моментов, обусловленных пульсацией магнитного потока в воздушном зазоре, поэтому напряжение трогания для них значительно меньше, чем для управляемых двигателей с барабанным якорем. Еще большее быстродействие можно получить в двигателях с гладким якорем, в которых обмотка якоря укладывается непосредственно на поверхность ферромагнитного цилиндра. Такие двигатели, выполняются с отношением длины к диаметру $l/D = 5 \div 8$ и могут работать в форсированных режимах.

10-11. Управляемый двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением

Этот тип двигателя применяется в приводах, для которых необходим наибольший пусковой момент, а требования линейности механических характеристик невысоки. Обычно для реверса двигатель имеет две обмотки возбуждения, включаемые последовательно с якорем, как показано на рис. 10-24.

Принимая те же допущения, что и для двигателя с независимым возбуждением, можно составить уравнение ЭДС и момента (рис. 10-25):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= i(r_f + r_a) + (L_a + L_f) \frac{di}{dt} + E_a; \\ E_a &= k_a'' i \omega_p; \quad M = k_a'' i^2. \end{aligned} \right\} \quad (10-61)$$

Эти уравнения нелинейны. Для их линеаризации заменим зависимости тока и скорости от момента (рис. 10-26) линейными функциями (штриховые линии):

$$M = k_1 i; \quad M = -k_2 \omega_p + k_3; \quad (10-62)$$

где k_1, k_2, k_3 — постоянные коэффициенты.

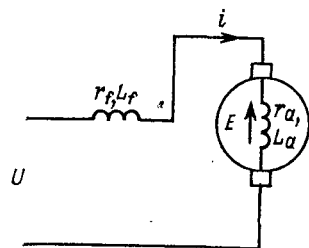


Рис. 10-25. Электрическая схема управляемого двигателя с последовательным возбуждением

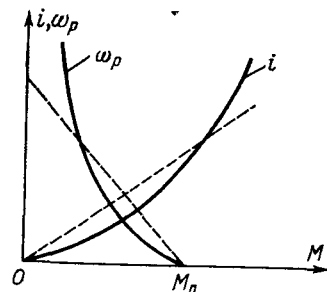


Рис. 10-26. Линеаризация характеристик управляемого двигателя с последовательным возбуждением

Определим зависимость E_a от ω_p при выполнении условий (10-62). Для установившегося режима из первого уравнения (10-61) находим

$$U = \frac{M}{k_1} (r_f + r_a) + E_a;$$

отсюда

$$M = k_1 \frac{U}{r_f + r_a} - \frac{k_1}{r_f + r_a} E_a.$$

Сравнивая со вторым уравнением (10-62), получаем

$$E_a = \frac{k_2}{k_1} (r_f + r_a) \omega_p.$$

Подставляя в первое уравнение (10-61), будем иметь

$$\frac{k_1}{r_a + r_f} U = M + \frac{L_a + L_f}{r_a + r_f} \frac{dM}{dt} + k_2 \omega_p.$$

Учитывая уравнение движения ротора

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} + F_{тр} \omega_p = M,$$

находим

$$\frac{\omega_p}{U} = \frac{k_1 / (r_a + r_f)}{\frac{L_a + L_f}{r_a + r_f} J_p p^2 + (J_p + F_{тр}) \frac{L_a + L_f}{r_a + r_f} p + F_{тр} + k_2}. \quad (10-63)$$

При указанной линеаризации передаточная функция двигателя с последовательным возбуждением аналогична передаточной функции двигателя с независимым возбуждением (10-57); однако в отличие от двигателя с независимым возбуждением здесь нельзя пренебречь членами, содержащими $\frac{L_a + L_f}{r_a + r_f}$.

10-12. Сравнение управляемых двигателей постоянного тока с управляемыми синхронными двигателями

Преимущества управляемых двигателей постоянного тока: 1) более высокие энергетические показатели в тех же габаритах; 2) меньшая мощность управления, что позволяет уменьшить габариты усилителя; 3) более простое формирование сигналов, пропорциональных скорости, для стабилизации следящих систем; 4) более простое регулирование скорости; 5) незначительное потребление мощности при неподвижном роторе двигателя и нулевом управляющем напряжении; 6) возможность использования управляемого двигателя постоянного тока в качестве тахогенератора достаточно высокой точности; 7) отсутствие принципиальных ограничений по выбору максимальной и минимальной угловых скоростей; 8) отсутствие самохода.

Недостатки: 1) значительный дрейф нуля в усилителях постоянного тока, применяемых для управления, что вызывает погрешности в точных приборных системах; 2) низкая надежность вследствие большого износа щеточно-коллекторного узла; 3) наличие радиопомех, создаваемых искрением под щетками; 4) повышенное напряжение трогания вследствие сухого трения щеток о коллектор и реактивных моментов от пульсаций магнитного потока; 5) наличие нелинейностей, гистерезиса, больших индуктивностей, требующее специальных мер по стабилизации в системах автоматического регулирования.

Указанные недостатки в значительной степени устраняются в управляемых бесконтактных двигателях постоянного тока, принципиальные схемы и основные характеристики которых рассмотрены в следующем параграфе.

10-13. Бесконтактный управляемый двигатель постоянного тока

Рассмотренные в гл. 6 бесконтактные двигатели постоянного тока в основном предназначены для работы при вполне определенной угловой скорости или при нескольких ее ступенях. Для плавного изменения скорости в широких пределах целесообразно при-

менять аналоговый датчик углового положения ротора. Конструктивно бесконтактный управляемый двигатель постоянного тока состоит из двух электрических машин, объединенных в одном корпусе (рис. 10-27). Собственно электродвигатель представляет собой бесконтактную двухфазную синхронную машину с возбуждением от постоянных магнитов. На одном валу с ротором синхрон-

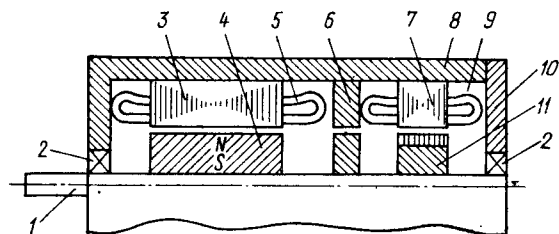


Рис. 10-27. Конструктивная схема бесконтактного управляемого двигателя постоянного тока

1 — вал; 2 — подшипники; 3 — статор; 4 — ротор двигателя; 5 — обмотка статора; 6 — магнитный экран; 7 — статор датчика положения; 8 — корпус двигателя; 9 — обмотка статора датчика положения; 10 — подшипниковый щит; 11 — ротор датчика положения типа редуктосина

ного двигателя (СД) находится датчик углового положения (ДП). ДП в зависимости от требований, предъявляемых к форме выходного напряжения, выполняется либо в виде бесконтактного СКВТ, либо в виде редуктосина с двумя выходными обмотками, сдвинутыми в пространстве на 90° . СД и ДП

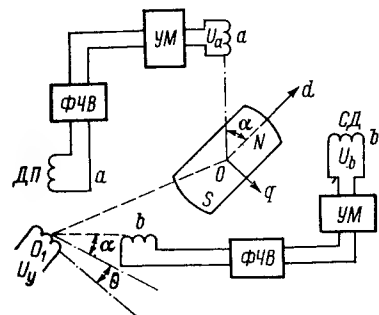


Рис. 10-28. Структурная схема управляемого бесконтактного двигателя постоянного тока

ФЧВ — фазочувствительный выпрямитель; ДП — датчик положения; СД — синхронный двухфазный двигатель; УМ — усилитель мощности

отделены друг от друга магнитным экраном. СД и ДП имеют равное число пар полюсов, их двухфазные обмотки статора расположены по отношению к полюсам ротора со сдвигом на 90° . На рис. 10-28 оси обмоток статора СД и ДП совпадают, а полюсы роторов смещены на $90^\circ + \theta$ (для реверсивных двигателей $\theta = 0$). Принципиальная электрическая схема бесконтактного управляемого двигателя представлена на рис. 10-28. На обмотку возбуждения ДП поступает пре-

варительно усиленный сигнал управления переменного тока. Выходной сигнал ДП поступает на фазочувствительный выпрямитель (ФЧВ). ФЧВ выделяет огибающую, модулированную скоростью вращения вала СД. Напряжения с ФЧВ в виде синусоидального сигнала одной фазы и косинусоидального сигнала второй фазы поступают на входы усилителей мощности, которые включены на

обмотки СД. С целью получения высокого КПД и надежности усилители мощности работают в ключевом режиме с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Теория работы такой системы довольно сложна. Удовлетворительное совпадение с опытом дает физическая модель, в которой СД рассматривается при питании от усилителя постоянного тока (УПТ). Усилитель с ШИМ при работе на СД по своим характеристикам эквивалентен УПТ с несколько меньшим напряжением питания.

Уравнения ЭДС и электромагнитный момент двигателя можно получить из уравнений ЭДС обобщенной машины, если сделать следующие допущения: 1) падение напряжения на переходах полупроводниковых приборов значительно меньше падения напряжения на статоре СД; 2) магнитная цепь машины не насыщена, и магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами, неизменен; 3) влиянием реакции якоря и коммутационных токов на магнитный поток двигателя можно пренебречь.

В действительности указанные допущения не всегда выполняются, что приводит к некоторому расхождению теоретических и экспериментальных характеристик двигателя.

Составим уравнения ЭДС двигателя. Напряжения, подаваемые на фазы СД, равны

$$U_a = -K_a U_y \sin(\alpha + \theta); \quad U_b = K_b U_y \cos(\alpha + \theta),$$

где K_a и K_b — коэффициенты усиления каналов фаз a и b , которые в дальнейшем принимаются одинаковыми: $K_a = K_b = K$.

Приводя эти напряжения к обмоткам d и q , неподвижным относительно полюсов ротора, получаем

$$U_d = -U \sin \theta; \quad U_q = U \cos \theta,$$

где $U = KU_y$.

Уравнения ЭДС СД как обобщенной машины имеют вид

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r + L_d p & -L_q \omega_p \\ L_d \omega_p & r + L_q p \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U \sin \theta \\ U \cos \theta - \omega_p \Psi_f \end{bmatrix}, \quad (10-64)$$

где Ψ_f — потокосцепление фазы от магнитного потока постоянных магнитов.

Момент двигателя

$$M = \Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q. \quad (10-65)$$

Рассмотрим частный случай установившегося режима неявнополюсного реверсивного двигателя. В этом случае можно принять: $\omega_p = \text{const}$; $p = 0$; $\theta = 0$; $L_d = L_q = L$. Уравнения (10-64) примут вид

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r & -\omega_p L \\ \omega_p L & r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U - \omega_p \Psi_f \end{bmatrix}. \quad (10-66)$$

Решая уравнение (10-66) относительно i_q и подставляя в (10-65), получаем

$$M = \frac{r\Psi_f}{r^2 + \omega_p^2 L^2} (U - \omega_p \Psi_f). \quad (10-67)$$

В малогабаритных управляемых двигателях $\omega_p L \ll r$, и уравнение механической характеристики принимает вид

$$M = \frac{\Psi_f}{r} (U - \Psi_f \omega_p). \quad (10-68)$$

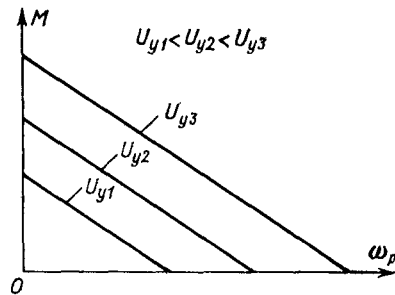


Рис. 10-29. Механические характеристики управляемого бесконтактного двигателя постоянного тока при $r \gg \omega_p L$

Механические характеристики, определяемые формулой (10-68), представляют собой отрезки прямых (рис. 10-29) с постоянной крутизной, равной Ψ_f^2/r , т. е. имеют точно такой же вид, как у коллекторных двигателей постоянного тока с якорным управлением.

По сравнению с коллекторными двигателями постоянного тока бесконтактные двигатели имеют следующие преимущества: 1) более высокие энергетические показатели; 2) высокую стабильность электромагнитного момента; 3) отсутствие пульсации магнитного потока и связанного с ней реактивного момента; 4) большой диапазон регулирования угловой скорости; 5) отсутствие радиопомех; 6) высокую надежность вследствие отсутствия щеточно-коллекторного узла.

10-14. Совмещенные электрические микромашины

Для некоторых специальных устройств автоматики, в которых существенное значение имеют габариты машины и их рациональная компоновка, нашли применение так называемые совмещенные электрические микромашины, выполняющие в пределах активной части несколько функций. К такого рода машинам относятся: асинхронный управляемый двигатель—асинхронный тахогенератор, сельсин—управляемый двигатель, управляемый двигатель—магнитный усилитель, бесконтактный двигатель постоянного тока—тахогенератор и т. п.

В настоящем параграфе рассмотрим в качестве примера первые два типа из перечисленных совмещенных электрических машин.

Асинхронный управляемый двигатель—асинхронный тахогенератор. Принципиальная электрическая схема совмещенной машины приведена на рис. 10-30. Здесь B_1 —обмотка возбуждения управляемого двигателя; B_2 —обмотка возбуждения генератора; Y —обмотка управления двигателя; G —генераторная обмотка ТА. Ротор общий и выполнен в виде тонкостенного немагнитного стакана. Для исключения электромагнитной связи между обмотками двухфазный управляемый двигатель и асинхронный тахогенератор выполняются на различное число пар полюсов и располагаются на различных магнитопроводах: обмотки двигателя на внешнем, а генератора—на внутреннем. Конструктивная схема машины соответствует ТА, изображенному на рис. 7-5, в. Частота напряжения питания обмоток двигателя и тахогенератора может быть различной. Объяснить теорию работы

этой совмещенной машины не представляет затруднений: в случае ненасыщенного магнитопровода двигатель и тахогенератор могут рассматриваться отдельно. Однако при оптимизации параметров машины возникают определенные затруднения, поскольку требования к ним отличаются для управляемого двигателя и тахогенератора; при проектировании таких машин приходится искать разумное компромиссное решение.

Сельсин—управляемый двигатель. Рассматриваемая совмещенная электрическая машина относится к управляемым двигателям с пространственным смещением магнитного потока для управления скоростью и моментом двигателя. Принципиальная конструктивная схема сельсина-двигателя изображена на рис. 10-31 [26].

На статоре 2 размещена трехфазная или двухфазная обмотка синхронизации 1; на вращающемся внутреннем магнитопроводе 4 находится обмотка возбуждения 5. В воздушном зазоре между статором и внутренним магнитопроводом расположен тонкостенный ротор 3. Ротор и внутренний магнитопровод соединены между собой через понижающий редуктор 6. Сель-

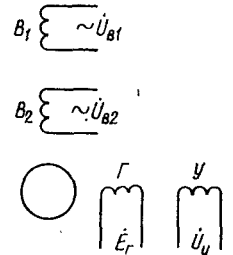


Рис. 10-30. Электрическая схема совмещенных асинхронных двухфазных двигателя и тахогенератора

син-двигатель в системе синхронной передачи является приемником (рис. 10-32). Принцип его работы состоит в следующем. В согласованном положении ($\theta = 0$) в приемнике образуется только продольный магнитный поток от токов, протекающих в обмотке возбуждения f и в обмотке синхронизации D . При повороте ротора датчика на некоторый угол θ под действием ЭДС $E_f \sin \theta$ в поперечном контуре цепи синхронизации появляется ток, который создает поперечный магнитный поток. Если напряжение обмотки возбуждения U_f и ЭДС E_f по фазе не совпадают, то в сельсине—двигателе образуется вращающееся магнитное поле, под действием которого ротор приходит во вращение и через редуктор приводит внутренний магнитопровод в положение, при котором ось обмотки возбуждения совпадает с осью магнитного потока обмоток синхронизации D и Q . Очевидно, что ротор двигателя будет вращаться до тех пор, пока внутренний магнитопровод также не повернется на угол θ . Следует отметить, что при достаточно большом передаточном числе редуктора на валу приемника можно получить значительно больший момент, чем в обычном сельсине. Однако быстродействие синхронной передачи существенно снижается.

Составим уравнения ЭДС и момента совмещенной машины сельсин—управляемый двигатель. Заменяя ротор двумя взаимно перпендикулярными обмотками d и q , получим систему из пяти контуров: три контура f , D и d по продольной оси и два контура Q и q по поперечной.

Матрица сопротивлений для этих контуров, если считать, что их параметры приведены к одной обмотке (например, f), имеет вид

$$Z = \begin{matrix} & \begin{matrix} f & D & Q & d & q \end{matrix} \\ \begin{matrix} f \\ D \\ Q \\ d \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} Z_f + jx_m & jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ jx_m & Z_D + jx_m & 0 & jx_m & 0 \\ 0 & 0 & Z_Q + jx_m & 0 & jx_m \\ jx_m & jx_m & -vx_m & r + jx_m & -vx_m \\ vx_m & vx_m & jx_m & vx_m & r + jx_m \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (10-69)$$

где Z_f —собственное сопротивление обмотки возбуждения, включая пусковое сопротивление; Z_D и Z_Q —собственные сопротивления обмоток D и Q с учетом выходного сопротивления датчика.

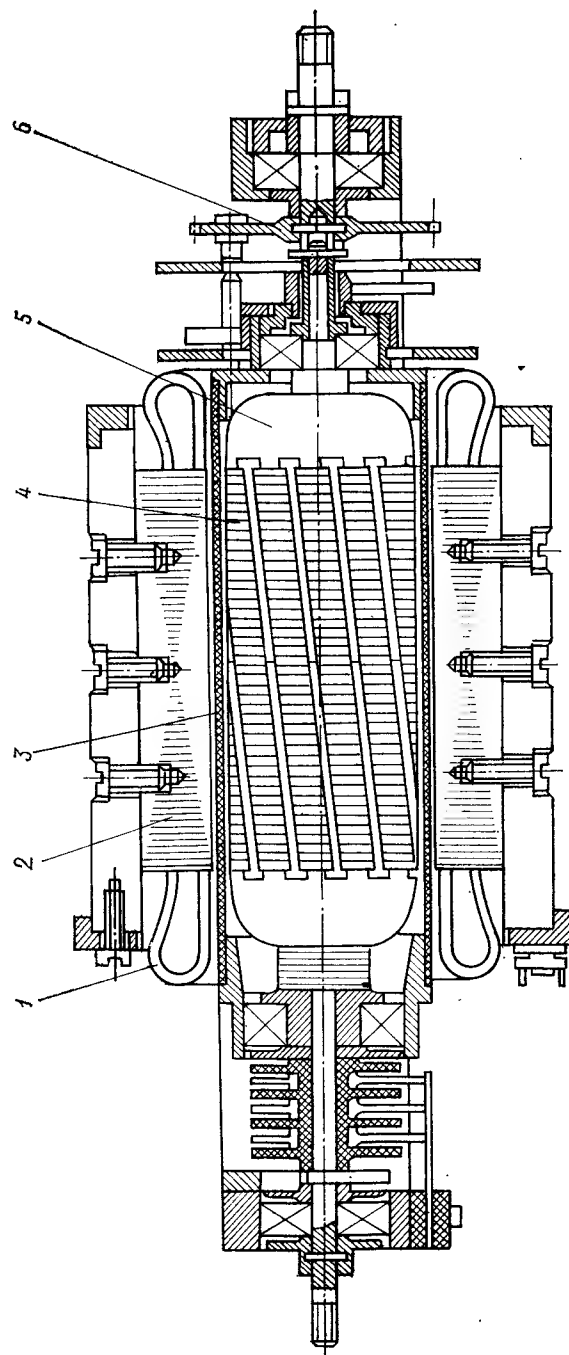


Рис. 10-31. Совмещенные сельсин и управляемый двигатель

1 — обмотка синхронизации; 2 — статор; 3 — полный ротор; 4 — внутренний магнитопровод; 5 — обмотка возбуждения сельсина; 6 — редуктор

Векторы тока и приложенного напряжения равны

$$\dot{I} = \begin{bmatrix} \dot{I}_f \\ \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix}; \quad \dot{U} = \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ -\dot{E}_\phi \cos \theta \\ -\dot{E}_\phi \sin \theta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Уравнение ЭДС в матричной форме

$$Z\dot{I} = \dot{U}.$$

(10-70)

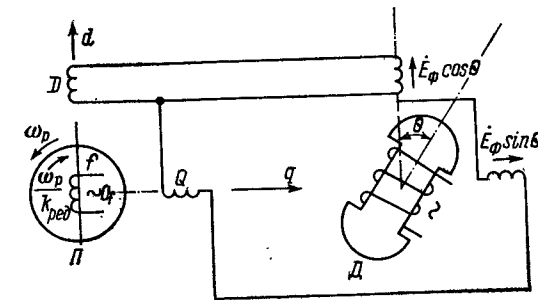


Рис. 10-32. Электрическая схема синхронной передачи с сельсином-двигателем

Полагая $Z_D = Z_Q$ и введя относительные параметры

$$\frac{Z_f}{jx_m} = \dot{z}_f; \quad \frac{Z_D}{jx_m} = \frac{Z_Q}{jx_m} = \dot{z}; \quad \frac{r}{x_m} = \beta,$$

уравнение (10-70) запишем в виде

$$\begin{bmatrix} f \\ D \\ Q \\ d \\ q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + \dot{z}_f & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 + \dot{z} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 + \dot{z} & 0 & 1 \\ 1 & 1 & j\beta & 1 - j\beta & j\beta \\ -j\beta & -j\beta & 1 & -j\beta & 1 - j\beta \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \dot{I}_f \\ \dot{I}_D \\ \dot{I}_Q \\ \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{jx_m} \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ -\dot{E}_\phi \cos \theta \\ -\dot{E}_\phi \sin \theta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Исключая из этих уравнений токи $\dot{I}_f$, $\dot{I}_D$ и $\dot{I}_Q$, по формулам, приведенным в § 1-3, находим $Z'_4 = Z_4 - Z_3 Z_1^{-1} Z_2$; $U'_2 = -Z_3 Z_1^{-1} U_1$.
Здесь

$$Z_1^{-1} = \frac{1}{\dot{z}_{af}} \begin{matrix} f & D & q \\ f & \begin{bmatrix} 1 + \dot{z} & -1 \\ -1 & 1 + \dot{z}_f \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ D & & \begin{bmatrix} \dot{z}_{af} \\ 1 + \dot{z} \end{bmatrix} \\ Q & & \end{matrix}$$

(где $\dot{z}_{af} = \dot{z} + \dot{z}_f + \dot{z}\dot{z}_f$;

$$Z_3 Z_1^{-1} = \frac{1}{\dot{z}_{af}} \begin{matrix} D & Q \\ d & \begin{bmatrix} \dot{z} & \dot{z}_f \\ -jv\dot{z} & -jv\dot{z}_f \end{bmatrix} \\ q & \begin{bmatrix} jv\frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \\ \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \end{bmatrix} \end{matrix};$$

$$Z'_4 = \begin{matrix} d & q \\ d & \begin{bmatrix} \frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} - j\beta & jv\frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} \\ -jv\frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} & \frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} - j\beta \end{bmatrix} \\ q & \end{matrix};$$

$$U'_2 = \frac{1}{jx_m} \begin{bmatrix} \dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f + jv \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{E}_\Phi \sin \theta \\ -jv (\dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f) + \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{E}_\Phi \sin \theta \end{bmatrix}.$$

Отсюда окончательно получаем уравнения ЭДС для контуров ротора d и q

$$jx_m \begin{matrix} d & q \\ d & \begin{bmatrix} \beta + j\frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} & -v\frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} \\ v\frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} & \beta + j\frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} \end{bmatrix} \\ q & \end{matrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{matrix} d & q \\ d & \begin{bmatrix} \dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f + jv \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{E}_\Phi \sin \theta \\ -jv (\dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f) + \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{E}_\Phi \sin \theta \end{bmatrix} \\ q & \end{matrix}. \quad (10-71)$$

Составляющие обобщенного вектора индукции $\dot{B}'_2$ находим как коэффициенты при v в уравнении $Z'_4 \dot{I}'_2 - U'_2 = 0$. Из (10-71) получаем

$$\dot{B}'_2 = \begin{bmatrix} -x_m \frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} \dot{I}_q - j \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{E}_\Phi \sin \theta \\ x_m \frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} \dot{I}_d + j (\dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f) \end{bmatrix}.$$

Момент двигателя будет

$$M = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} (\dot{B}'_2 \dot{I}'_2) = \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} \left[-x_m \frac{\dot{z}}{1 + \dot{z}} \dot{I}_q \dot{I}_d - j \frac{\dot{z}_{af}}{1 + \dot{z}} \dot{I}_d \dot{E}_\Phi \sin \theta + \right. \\ \left. + x_m \frac{\dot{z}\dot{z}_f}{\dot{z}_{af}} \dot{I}_d \dot{I}_q + j (\dot{z}_f \dot{E}_\Phi \cos \theta - \dot{z} \dot{U}_f) \dot{I}_q \right]. \quad (10-72)$$

Формулы (10-71) и (10-72) позволяют при известных относительных параметрах двигателя рассчитать его механические характеристики для любых соотношений между $\dot{E}_\Phi$ и $\dot{U}_f$ как по амплитуде, так и по фазе. Решение задачи в общем виде приводит к весьма громоздким выражениям, которые трудно анализируются.

Глава одиннадцатая

ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ

11-1. Принцип работы. Методы управления

Принцип работы шаговых двигателей (ШД) основан на дискретном изменении магнитного поля в рабочем зазоре электрической машины, что достигается импульсным возбуждением (или переключением) ее обмоток. При циклически повторяющихся переключениях обмоток вектор НС статора поворачивается на фиксированные углы (шаги), вызывая поворот ротора ШД на эти же углы. В качестве ШД могут быть использованы различные типы электрических машин: синхронные двигатели с постоянными магнитами, реактивные двигатели, субсинхронные, асинхронные с неполной клеткой на роторе [33], сельсины, редуктосины и т. п. Наиболее полно требованиям быстродействия, устойчивости движения, надежности отвечают многофазные синхронные двигатели с активным или пассивным ротором, а также субсинхронные двигатели.

Рассмотрим принцип действия и основные физические процессы в ШД на примере двухфазной двухполюсной синхронной машины с постоянными магнитами. Положим, что намагничивающие силы фаз распределены по синусоидальному закону. При включении фазы A под постоянное напряжение вектор НС статора совпадает с осью фазы A . В результате взаимодействия НС статора с полем

постоянного магнита ротора возникнет синхронизирующий момент пропорциональный $\sin \theta$, где θ — угол между осью полюсов и вектором НС: $M_c = M_{\max} \sin \theta$.

При отсутствии тормозного момента ротор займет положение при котором его ось совпадает с осью фазы A (рис. 11-1, a). Если теперь отключить фазу A и включить фазу B , то вектор НС повернется на 90° . В результате возникнет синхронизирующий момент под действием которого ротор также повернется на 90° (рис. 11-1, b).

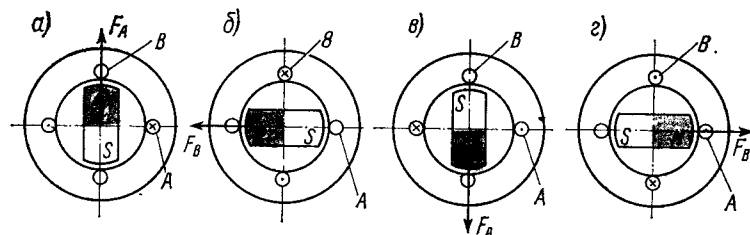


Рис. 11-1. Устойчивые положения ротора при включении фаз: a — фазы A ; b — фазы B ; c — фазы A с противоположной полярностью; z — фазы B с противоположной полярностью

При отключении фазы B и включении фазы A с обратной полярностью намагничивающая сила и ротор повернутся еще на 90° и т. д.

Если к ротору двигателя приложен постоянный момент нагрузки, то при переключении фаз ротор будет отставать от вектора НС на некоторый угол $\theta_n = \arcsin (M_n / M_{\max})$.

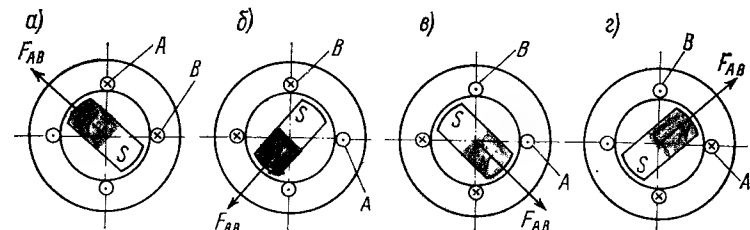


Рис. 11-2. Устойчивые положения ротора при включении двух фаз с различным направлением токов: $+A, +B$ (a); $-A, +B$ (b); $-A, -B$ (c); $+A, -B$ (z)

Следует отметить, что переход ротора от одного устойчивого положения к другому сопровождается колебаниями, обусловленными инерцией ротора. Эти колебания могут быть особенно значительны при отсутствии тормозного момента на валу двигателя, т. е. в режиме холостого хода.

При рассмотренном способе переключения обмоток, который можно представить в виде последовательности $+A, +B, -A, -B$ [знак плюс означает включение фазы с положительным направлением НС, а минус — с отрицательным направлением НС],

шаг двигателя составляет 90° . Этот же шаг двигателя и в $\sqrt{2}$ раз большие значения НС (и соответственно синхронизирующего момента) можно получить при одновременном переключении обмоток в следующей последовательности: $(+A, +B), (-A, +B), (-A, -B), (+A, -B)$. НС обмоток и устойчивые угловые положения ротора изображены на рис. 11-2; они смещены по отношению к угловым положениям ротора по первому способу переключения на 45° . Шаг двигателя можно уменьшить в два раза, если переключение обмоток выполнить в другой последовательности: $+A, (+A, +B), +B, (+B, -A), -A, (-A, -B), -B, (-B, +A)$. Направления НС и угловые положения ротора ШД для этого способа переключения изображены на рис. 11-3.

Применяемые на практике ШД являются многофазными и многополюсными электрическими машинами. Управление двигателями

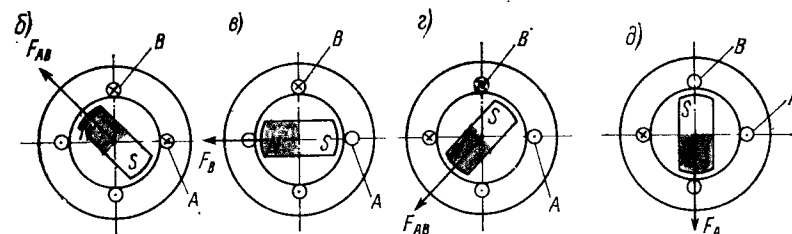
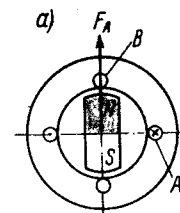


Рис. 11-3. Устойчивые положения ротора при несимметричном управлении

в зависимости от типа электронного коммутатора может быть однополярным или разнополярным; симметричным или несимметричным; потенциальным или импульсным.

При однополярном управлении напряжение на каждой фазе изменяется в пределах от нуля до $+U$, а при разнополярном управлении — от $-U$ до $+U$. Управление называется симметричным, если для каждого устойчивого состояния возбуждается одинаковое число обмоток. При возбуждении разного числа обмоток управление будет несимметричным. Способы переключения обмоток, показанные на рис. 11-1 и 11-2, соответствуют симметричному управлению, а на рис. 11-3 — несимметричному.

При потенциальном управлении напряжение на обмотках изменяется только в моменты поступления управляющих импульсов на электронный коммутатор (ЭК). При отсутствии сигнала на входе ЭК обмотка или группа обмоток находится под напряжением и положение ротора фиксируется полем возбужденных обмоток.

При импульсном управлении напряжение на обмотку подается только во время подачи команды; по истечении определенного времени обмотка обесточивается и ротор двигателя удерживается в за-

данном положении либо реактивным моментом, либо внешним фиксирующим устройством. Для простоты схемы ЭК наиболее удобной является потенциальная схема управления с однополярной коммутацией обмоток.

В двухполюсной машине число устойчивых электрических состояний n следующее (m — число фаз):

1) при однополярной коммутации и симметричном управлении $n = m$;

2) при разнополярной коммутации с симметричным управлением и при однополярной коммутации с несимметричным управлением $n = 2m$;

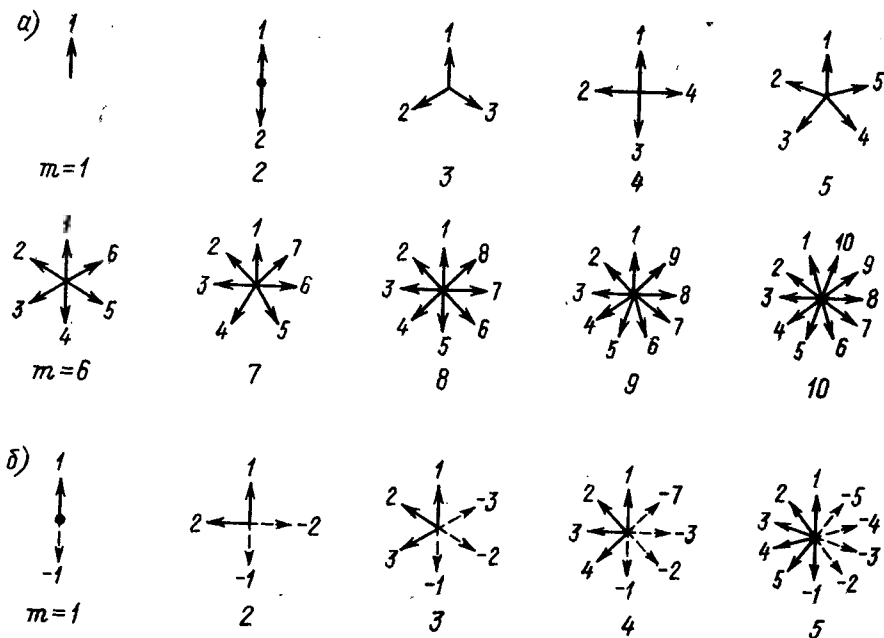


Рис. 11-4. Электрические состояния ШД: а — с однополярной коммутацией; б — с разнополярной коммутацией

3) при несимметричной разнополярной коммутации $n = 4m$. Очевидно, что несимметричная коммутация возможна, если $m \geq 2$.

На рис. 11-4 показаны основные электрические состояния ШД для разного числа фаз при симметричном способе коммутации. Векторы, соответствующие положительной полярности напряжения, обозначены сплошными линиями, а отрицательной полярности — штриховыми.

В многополюсной электрической машине число устойчивых электрических состояний возрастает пропорционально числу пар полюсов p . В машинах с активным ротором $p = z_p/2$, а в машинах

с реактивным ротором $p = z_p$, так как повороту ротора на одно зубцовое деление соответствует изменение электрического состояния на 360° .

11-2. Величины, характеризующие работу ШД

При работе ШД в системах дискретного электропривода он характеризуется рядом величин, определяющих возможности его применения. Рассмотрим эти величины.

Механический шаг двигателя — угол между двумя соседними устойчивыми состояниями

$$\alpha_m = 2\pi/(np). \quad (11-1)$$

Этому углу соответствует поворот вектора НС обмоток на угол

$$\alpha_\Sigma = p\alpha_m = 2\pi/n. \quad (11-2)$$

Статический синхронизирующий момент. Зависимость этого момента, развиваемого двигателем, от угла отклонения ротора от устойчивого положения θ_m для ШД с симметричным ротором близка к синусоиде (рис. 11-5, а):

$$N(\theta_m) = -M_{\max} \sin p\theta_m = -M_{\max} \sin \theta. \quad (11-3)$$

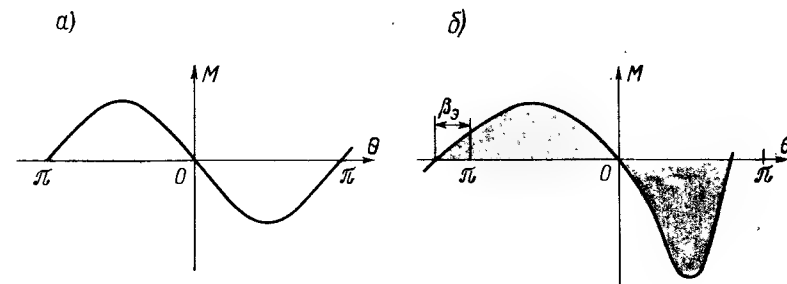


Рис. 11-5. Статический синхронизирующий момент: а — для симметричного ротора; б — для несимметричного (клювообразного) ротора

В ШД с клювообразным (несимметричным) ротором кривая синхронизирующего момента несимметрична (рис. 11-5, б). Полу-волны кривой $M(\theta)$, оставаясь равновеликими по площади, имеют различную протяженность: по оси θ длительность ускоряющей полуволны $\pi + \beta_\Sigma$, а тормозящей $\pi - \beta_\Sigma$, где β_Σ — угол смещения кривой.

В общем случае при любой форме ротора синхронизирующий момент двигателя можно определить как производную электромагнитной энергии ШД по углу отклонения ротора от устойчивого положения

$$M(\theta_m) = \frac{dW_\Sigma}{d\theta_m} = p \frac{dW_\Sigma}{d\theta}. \quad (11-4)$$

Пусковым моментом называется максимальный момент нагрузки, при котором двигатель в очередном цикле коммутации вращается без потери шага. Нетрудно видеть, что этот момент равен ординате точки пересечения кривых синхронизирующего момента

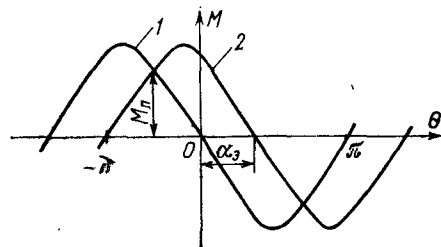


Рис. 11-6. К определению пускового момента ШД

для двух соседних устойчивых состояний 1 и 2 (рис. 11-6).

При $\alpha_э = \pi$ момент $M_n = 0$ для симметричного ротора и $M_n > 0$ для клювообразного ротора. Отсюда следует:

1. При $m = 1$ (однофазная обмотка) возможно осуществить ШД только при разнополярной коммутации ($n = 2m$) и несимметричном клювообразном роторе.

2. При $m = 2$ (двухфазная обмотка) ШД с симметричным ротором возможен при разнополярной симметричной коммутации и однополярной или разнополярной несимметричной коммутации. Двухфазный двигатель с однополярной симметричной коммутацией работать не будет.

3. При $m \geq 3$ возможна реализация ШД при любом виде коммутации.

Зоной статической устойчивости называется интервал угловых положений ротора, в пределах которого ротор возвращается в исходное положение; эта зона простирается от $(-\pi)$ до π для двигателя с симметричным ротором и от $-\pi - \beta_э$ до $\pi - \beta_э$ для двигателя с клювообразным ротором.

Зона динамической устойчивости определяется с учетом сдвига кривой синхронизирующего момента при очередном такте переключения обмоток: она простирается от $-\pi + \alpha_э$ до $-(\pi + \alpha_э)$ для ШД с симметричным ротором и от $-\pi - \beta_э + \alpha_э$ до $\pi - \beta_э + \alpha_э$ для ШД с клювообразным ротором.

Частотой приемистости называется наибольшая частота импульсов, обрабатываемых двигателем без потери или добавления шага при пуске из режима фиксированной стоянки под током и останове. Частота приемистости при нулевом моменте нагрузки и номинальном моменте инерции нагрузки называется максимальной. Частота приемистости зависит от динамической добротности ШД, определяемой как отношение M_n/J , а также от электромагнитной постоянной времени обмоток.

Электромагнитная постоянная времени обмоток ШД определяется как отношение полной индуктивности соответствующей обмотки к ее активному сопротивлению. В ШД с активным ротором постоянные времени обмотки сравнительно невелики, так как индуктивность обмотки в момент включения определяется главным образом магнитными потоками рас-

сеяния. В ШД индукторного и реактивного типов индуктивности обмоток значительно больше, а кроме того, они зависят от углового положения ротора.

Обычно в ШД для уменьшения электромагнитной постоянной времени последовательно с обмотками включаются добавочные сопротивления $r_{доб}$ с одновременным увеличением (форсировкой) приложенного напряжения. Отношение

$$k_{фор} = (r_\phi + r_{доб}) r_\phi$$

называется коэффициентом форсировки; здесь r_ϕ — сопротивление фазы.

При включении добавочного сопротивления электромагнитная постоянная времени находится по формуле

$$\tau_э = \frac{L_\phi}{r_{доб} + r_\phi}. \quad (11-5)$$

Собственной частотой колебаний ω_0 называется угловая частота колебаний ротора ШД около устойчивого положения при отсутствии момента нагрузки. Она находится из дифференциального уравнения движения ротора

$$J\ddot{\theta}_m + M_{макс} \sin p\theta_m = 0.$$

Считая θ_m малой величиной и деля члены уравнения на J , получаем

$$\ddot{\theta}_m + \frac{M_{макс} p}{J} \theta_m = 0.$$

Отсюда находим

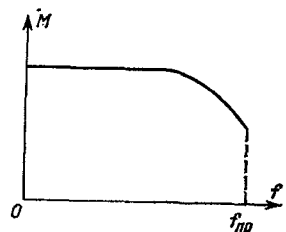
$$\omega_0 = \sqrt{M_{макс} p / J}. \quad (11-6)$$

Знание этой величины необходимо для определения частоты управляющих импульсов, при которой возможен резонанс и, как следствие, выпадение ШД из синхронизма.

Степень демпфирования колебаний ротора ШД зависит от момента сопротивления (сухого трения) и внутреннего электромагнитного демпфирования, обусловленного преобразованием механической энергии ротора в электромагнитную с последующим ее рассеянием в теплоту в активных сопротивлениях обмоток. Электромагнитный момент ШД в общем случае состоит из двух частей: синхронного момента, зависящего от рассогласования осей НС статора и ротора, и асинхронного (тормозного) момента, пропорционального угловой скорости.

$$M = -M_{макс} \sin \theta - D \frac{d\theta}{dt}.$$

Параметр D называется коэффициентом внутреннего демпфирования. Внутреннее демпфирование следует учитывать только в ШД с активным ротором.



Механической характеристикой ШД называется зависимость момента, развиваемого двигателем, от частоты управляющих импульсов. Она имеет падающий характер (рис. 11-7).

Рис. 11-7. Механическая характеристика ШД

С ростом частоты сказывается запаздывание в нарастании тока, обусловленное индуктивностью обмоток. При некоторой предельной частоте $f_{пр}$ момент двигателя становится равным нулю.

11-3. Характер движения ротора. Режимы работы ШД

Вследствие значительной инерции ротора и слабого внутреннего демпфирования движение ротора ШД обычно сопровождается колебаниями около положений устойчивого равновесия. При пе-

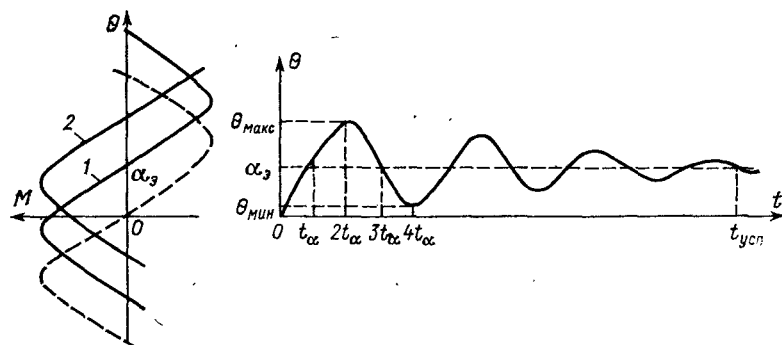


Рис. 11-8. К определению характера движения ротора ШД

реклучении обмоток к ротору двигателя подводится не только энергия для совершения полезной работы, но и некоторая избыточная энергия, которая увеличивает кинетическую энергию ротора.

Избыточная энергия зависит от углового положения ротора по отношению к новому устойчивому состоянию после переключения обмоток.

Наибольшие качания ротора могут возникнуть, если частота переключения обмоток совпадает с собственной частотой колебаний ротора.

Рассмотрим характер движения ротора при различных условиях работы ШД, считая, что внешняя нагрузка и внутреннее демпфиро-

вание малы. При подаче первого импульса (первое переключение обмоток) кривая синхронизирующего момента 1 смещается на угол $\alpha_э$, т. е. на шаг (рис. 11-8). При втором переключении обмоток эта кривая смещается в положение 2. Под действием синхронизирующего момента ротор двигателя начинает движение и в силу инерции будет совершать затухающие колебания около нового положения равновесия, смещенного также на угол $\alpha_э$. Минимальное время t_α , необходимое для поворота ротора на шаг, приблизительно равно $1/4$ периода собственных колебаний:

$$t_\alpha = \frac{1}{4} T_0 = \frac{\pi}{2\omega_0} = \frac{1}{4f_0}. \quad (11-7)$$

В действительности, вследствие качаний ротора это время значительно больше. Качания ротора, сопровождающие отработку одного шага, можно устранить с помощью специального старто-стопного метода управления.

Проанализируем характер движения ротора, если последующий сигнал управления поступает, когда колебания ротора еще продолжаются. Энергия, передаваемая ротору, будет минимальна, если второй управляющий импульс подается в момент времени $t_1 = 2t_\alpha$. Энергия, вводимая в другие моменты времени, будет возрастать. В зависимости от передаваемой ротору энергии можно указать следующие диапазоны частоты управляющих импульсов:

- 1) высокие частоты $f > 1/t_\alpha = 4f_0$;
- 2) оптимальную частоту $f = 1/(2t_\alpha) = 2f_0$;
- 3) резонансную частоту $f \approx 1/(4t_\alpha) = f_0$;
- 4) частоту единичных команд $f < 1/t_{усп}$, где $t_{усп}$ — время успокоения колебаний ротора.

В области высоких частот ротор ШД в процессе пуска сначала запаздывает относительно поля статора; с каждым тактом коммутации в систему вводится механическая энергия и скорость ротора непрерывно возрастает.

Если максимальное рассогласование магнитных осей статора и ротора не превосходит полюсного деления, то ротор входит в синхронизм.

При частоте управляющих импульсов $f = 2f_0$ каждая последующая команда не вносит дополнительной энергии в систему, так как к моменту поступления очередной команды ($t_1 = 2t_\alpha$) ротор ШД находится в состоянии устойчивого равновесия. Очевидно, что режим работы ШД на двойной резонансной частоте управления обеспечивает наименьшую динамическую погрешность привода. Поэтому эту частоту можно назвать оптимальной частотой для слабонагруженных ШД.

При резонансной частоте управляющих импульсов энергия, передаваемая к ротору, максимальна, что приводит к быстрому возрастанию амплитуды качаний и выпадению ротора ШД из синхронизма. Для исключения этого явления к ротору двигателя должен быть приложен тормозной момент сухого трения.

При подаче единичных команд с частотой $f < 1/t_{\text{усн}}$ движение ротора начинается при нулевых начальных условиях и в зависимости от момента сухого трения и коэффициента внутреннего демпфирования может быть колебательным или апериодическим.

11-4. Конструктивные схемы ШД

ШД с активным ротором. Шаговые двигатели этого типа конструктивно мало чем отличаются от синхронных двигателей с постоянными магнитами: они не имеют пусковой «беличьей клетки»

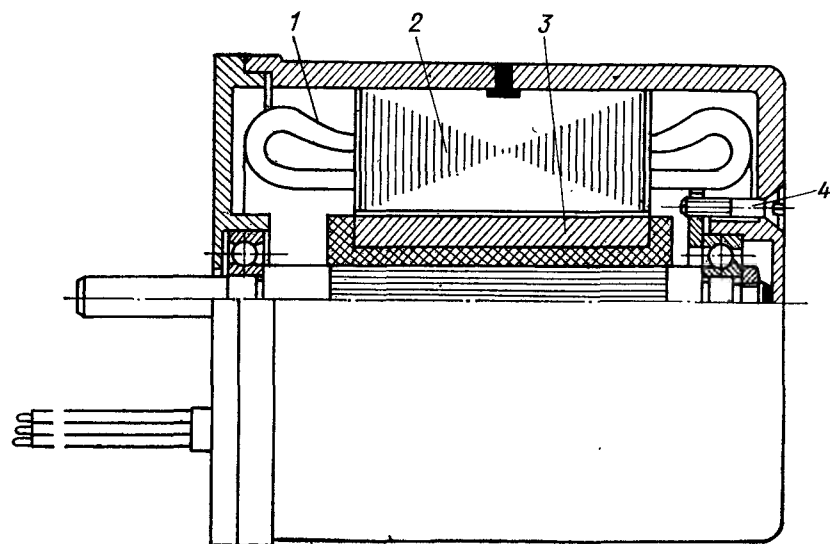


Рис. 11-9. Однопакетный ШД с возбуждением от постоянных магнитов
1 — обмотка статора; 2 — пакет статора; 3 — постоянный магнит; 4 — регулировочный винт.

на роторе, выполняются в виде многополюсной машины с минимальным возможным диаметром ротора. Число пар полюсов с целью уменьшения шага выбирается максимальным возможным исходя из технологических соображений и допустимых магнитных потоков рассеяния между полюсами.

Выпускаемые серийно ШД с активным ротором имеют шаг от 90 до 15°. Обмотка статора выполняется как двухфазная расщепленная, при которой возможно управление от четырехтактной схемы с однополярной коммутацией. В некоторых типах ШД применяется трехфазная обмотка. На рис. 11-9 приведен общий вид однопакетного ШД с возбуждением от постоянных магнитов. Ротор ШД обычно выполняется в виде звездочки без полюсных наконечников. Иногда вместо постоянного магнита применяют ротор, изготовленный из материала с широкой петлей гистерезиса; в этом случае шаг двигателя определяется числом пазов на статоре.

Индукторные ШД являются модификацией индукторных синхронных машин с числом фаз $m = 2 \div 4$. Они имеют шаг 15° и менее и частоту приемистости до нескольких килогерц. Индукторный ШД имеет зубчатый ротор с равномерно расположенными z_p зубцами и гребенчатые зоны статора, смещенные относительно друг друга на угол $2\pi/(mz_p)$. Обмоткой возбуждения ШД являются фазные обмотки или специальные контуры, имеющие постоянное потоко-сцепление, не зависящее от положения ротора. Существует много

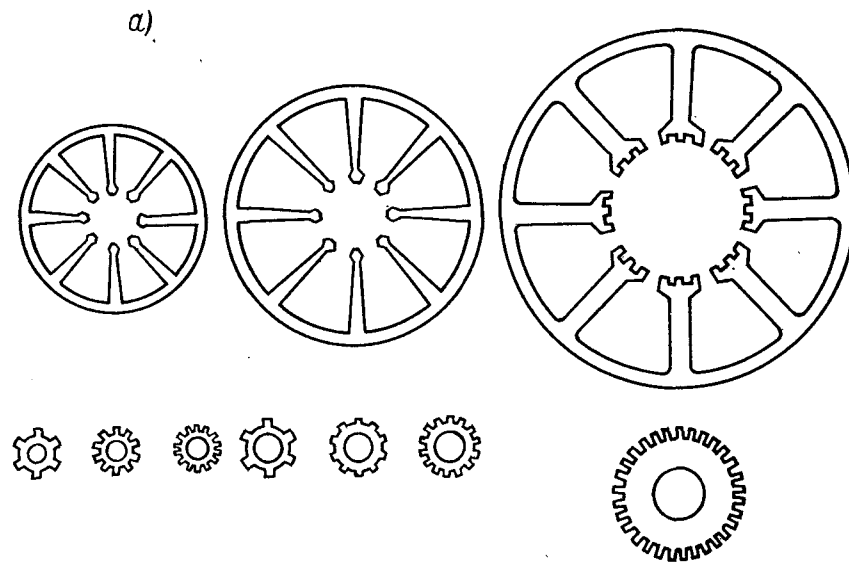
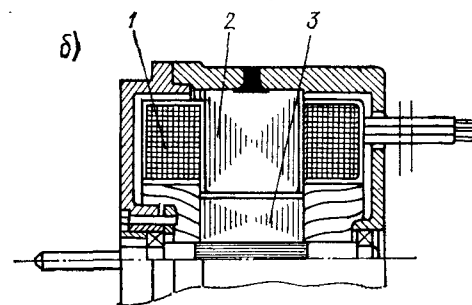


Рис. 11-10. Индукторный ШД с самовозбуждением: а — геометрия магнитной цепи; б — конструкция двигателя

1 — обмотка возбуждения; 2 — пакет статора; 3 — зубчатый ротор



модификаций индукторных ШД, которые различаются: 1) по числу фаз и размещению обмоток (на спинке или на полюсах статора); 2) по виду возбуждения (независимое или с самоподмагничиванием); 3) по числу пакетов статора; 4) по способу фиксации ротора в обесточенном состоянии; 5) по характеру замыкания магнитного потока возбуждения.

Рассмотрим особенности конструкции и основные соотношения для индукторных ШД с самоподмагничиванием. Эти двигатели

обычно выполняются однопакетными и многофазными. Характерная геометрия магнитной цепи и конструкция двигателя показаны на рис. 11-10. Зубцы статора на каждом из полюсных выступов расположены симметрично, а сами полюсы распределены равномерно по расточке. При выполнении этих условий существует жесткая связь между числом зубцов ротора z_p , числом полюсных выступов z_n и числом фаз m . Угол, соответствующий одному полюсному выступу,

$$\varphi_n = \frac{2\gamma}{z_n} z_p. \quad (11-8)$$

С другой стороны, этот угол определяет сдвиг между соседними фазными зонами

$$\varphi_n = 2\pi k \pm \frac{2\pi}{m} a, \quad (11-9)$$

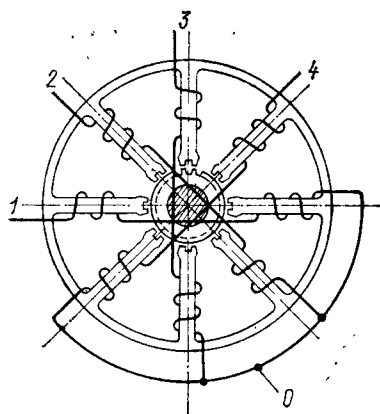


Рис. 11-11. Электрическая схема соединений фазных обмоток ШД

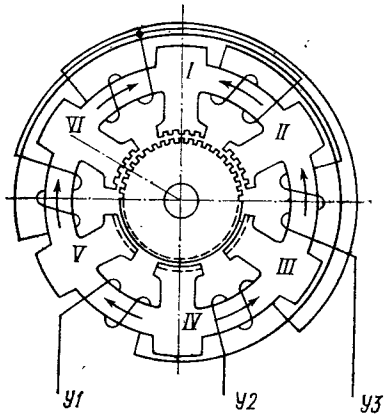


Рис. 11-12. Магнитная система и схема расположения обмоток трехфазного редукторного двигателя

где k — целое число; a — коэффициент, причем $a = 1$, если смежные фазные зоны занимают соседние полюсы, и $a = 2$, если смежные фазные зоны занимают полюсные выступы через один.

Приравнивая друг другу правые части (11-8) и (11-9), получаем

$$\frac{2\pi}{z_n} z_p = 2\pi k \pm \frac{2\pi}{m} a.$$

Отсюда

$$z_p = \frac{n}{m} (km \pm a) = q (km \pm a). \quad (11-10)$$

На рис. 11-11 в качестве примера показана электрическая схема соединения фазных обмоток ШД при $m = 4$, $z_n = 8$, $z_c = 2$, $a = 1$. Число зубцов на роторе определяется по формуле: $z_p = 2(4k \pm 1)$.

При однополярной коммутации пульсирующие фазные токи можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих. Магнитное поле статора формально создается двумя обмотками; по одной из обмоток протекает постоянная составляющая тока, создающая поле возбуждения машины ($2p = 8$); по второй обмотке, обычно двухфазной, протекает переменная составляющая тока, создающая магнитное поле с числом пар полюсов, равным z_p .

Реактивные ШД. В качестве реактивного ШД может быть использован любой трехфазный синхронный двигатель с симметрич-

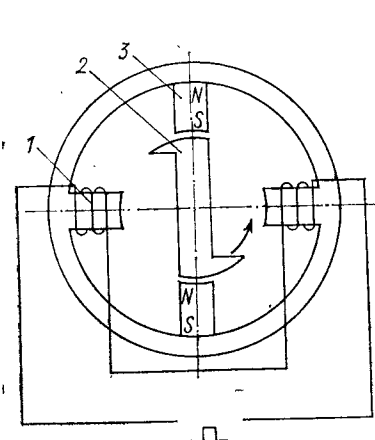


Рис. 11-13. Схема простейшего двухполюсного ШД с клювообразным ротором

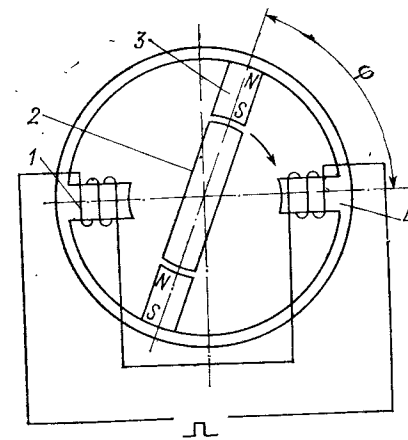


Рис. 11-14. ШД с инерционным выбегом ротора

ными фазными обмотками и явнополюсным невозбужденным ротором. Особенность реактивного ШД состоит в том, что потоки, образованные постоянными составляющими тока в фазах, не замыкаются через воздушный зазор и не участвуют в электромеханическом преобразовании энергии. С целью уменьшения шага реактивные двигатели выполняются редукторными с гребенчатыми зонами на статоре. На рис. 11-12 показана магнитная система и расположение обмоток трехфазного редукторного двигателя.

Однофазные ШД. Этот тип двигателей широко применяется в приборных системах благодаря чрезвычайной простоте системы управления. Отличительная особенность этих двигателей: избирательное (одно) направление вращения.

На рис. 11-13 представлена схема простейшего двухполюсного ШД с клювообразным ротором. При обесточенной обмотке управления 1 ротор 2 фиксируется постоянными магнитами 3. При подаче управляющего импульса ротор поворачивается на 90° и устанавливается по оси полюсов; при отключении управляющей обмотки он поворачивается еще на 90° и фиксируется полем постоянных магнитов и т. д. Шаг равен 90° . Обычно двигатели этого типа выполняются многополюсными.

Избирательность в направлении вращения можно реализовать и в ШД с симметричными полюсами путем размещения фиксирующих и управляющих полюсов статора неперпендикулярно друг другу. Такие двигатели называются ШД с инерционным выбегом ротора. На рис. 11-14 показана схема такого ШД в двухполюсном исполнении. При отсутствии тока в обмотке управления 1 ротор 2 фиксируется полем постоянных магнитов 3; при подаче напряжения на обмотку 1 ротор 2 движется к ближайшим пусковым полюсам. Когда ротор приходит в положение, соосное с полюсами 4, скорость его максимальна: в этот момент управляющий импульс снимается, и ротор продолжает движение по инерции и под действием фиксирующих постоянных магнитов приходит в новое устойчивое положение. Шаг двигателя равен π . Двигатели этого типа обычно выполняются многополюсными в торцевом или цилиндрическом исполнении.

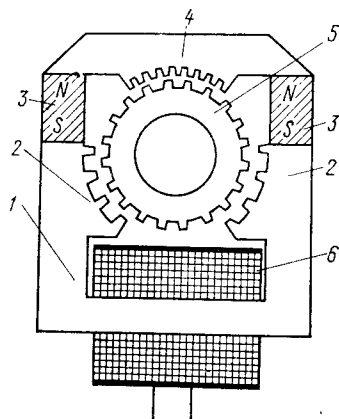


Рис. 11-15. Магнитная система гармонического ШД

Среди однофазных ШД следует отметить большую группу двигателей, основанных на суммировании гармоник момента. На рис. 11-15 показана магнитная система гармонического двигателя с суммированием двух гармоник момента. Профиль зубцов ротора 5 симметричен, а число зубцов зависит от шага двигателя. Профиль зубцов фиксирующего полюса 4 и пусковых полюсов 2 симметричен; зубцовое деление пусковых полюсов равно зубцовому делению ротора; фиксирующий полюс 4 отделен от пусковых полюсов двумя постоянными магнитами 3, намагниченными встречно. На ярме 1 установлена обмотка управления 6. Взаимное расположение зубцов ротора и полюсов таково, что при обесточенной обмотке управления зубцы ротора противостоят зубцам фиксирующего полюса, а зубцы пусковых полюсов смещены на угол, меньший половины зубцового деления. При подаче управляющего импульса ротор устанавливается в положение, при котором зубцы ротора и пусковых полюсов совпадают. После снятия импульса ротор с помощью потока постоянных магнитов вновь фиксируется в положении, смещенном на одно зубцовое деление ротора. По принципу работы данный двигатель можно отнести к ШД индукторного типа.

11-5. Функциональная схема управления шаговыми двигателями

Управление ШД осуществляется с помощью специального электронного блока, который является, по существу, статическим преобразователем частоты, вырабатывающим m -фазную систему напряжений несинусоидальной формы.

Функциональная схема блока управления ШД приведена на рис. 11-16. Преобразователь Π непрерывного сигнала в последовательность импульсов напряжения используется в тех случаях, когда входная информация задается в виде непрерывно изменяющейся величины. Формирователь импульсов $\Phi И$ преобразует поступающие на его вход импульсы в импульсы требуемой длительности. Распределитель импульсов $Р И$ преобразует эту последовательность импульсов в m -фазную систему импульсов напряжения, которая через усилитель мощности $У М$ подается на обмотки ШД. Регулятор напряжения $Р Н$, управляемый (с помощью вычислитель-

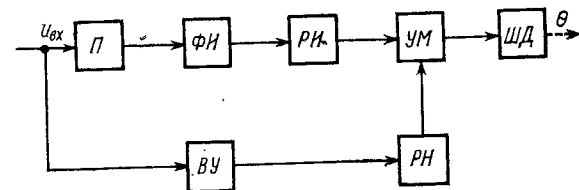


Рис. 11-16. Функциональная схема блока управления ШД

ного устройства $В У$) входными сигналами, формирует необходимое напряжение на фазах ШД. Обычно ШД работают при неизменном фазном напряжении; в этом случае регулятор напряжения и вычислительное устройство из схемы управления исключаются.

11-6. Уравнения ЭДС и момента ШД

В общем случае ШД представляет собой m -фазную электрическую машину с двусторонней зубчатостью. Фазы двигателя имеют импульсное возбуждение, характер которого определяется способом коммутации. Двигатели с активным ротором (постоянными магнитами) могут рассматриваться как электрические машины, имеющие фиктивную $(m+1)$ -ю фазу с постоянным током и нулевым сопротивлением. Потокосцепления обмоток ШД без учета насыщения являются линейными функциями токов i_j :

$$\Psi_k = \sum_{j=1}^{m+1} L_{kj}(\theta) i_j,$$

где $L_{kj}(\theta)$ — взаимная индуктивность k -й и j -й обмоток; $k = 1, 2, \dots, m+1$.

Уравнения ЭДС и момента двигателя запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} i_k r_k + \frac{d\Psi_k}{dt} &= u_k; \\ J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + M_n &= M, \end{aligned} \right\} \quad (11-11)$$

где k — номер фазы ШД; r_k — сопротивление k -й фазы; u_k — приложенное к ней напряжение; J — момент инерции ротора; M_n — момент нагрузки; M — электромагнитный момент.

Электромагнитный момент двигателя с учетом приведенных выше выражений для потокоцеплений находится по формуле

$$M = \frac{dW_m}{d\theta} = p \frac{dW_m}{d\theta} = \frac{p}{2} \sum_{k=1}^{m+1} i_k \frac{d\Psi_k}{d\theta} = \frac{p}{2} \sum_{i,k}^{m+1} i_i i_k \frac{dL_{kj}(\theta)}{d\theta}$$

Подставляя в уравнения (11-11) выражения для Ψ_k и M и считая $i_{m+1} = \text{const}$, получаем

$$\left. \begin{aligned} r_k i_k + \sum_{j=1}^m L_{kj} \frac{di_j}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \sum_{j=1}^{m+1} i_j \frac{dL_{kj}}{d\theta} &= u_k; \\ \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} + M_n &= \frac{p}{2} \sum_{i,k=1}^{m+1} i_i i_k \frac{dL_{kj}}{d\theta} \end{aligned} \right\} \quad (11-12)$$

Полученные нелинейные дифференциальные уравнения с периодическими коэффициентами позволяют исследовать электромагнитные процессы в режиме работы ШД для любого способа управления. Естественно, что такое исследование возможно только с помощью ЦВМ.

Составим уравнения напряжений и момента двухфазного ШД с активным неявнополюсным ротором. Примем за начало отсчета угла θ положение, при котором ось полюса ротора совпадает с осью фазы 1 (рис. 11-17). Имеем $L_{11} = L_{22} = L_c = \text{const}$; $L_{33} = L_p =$

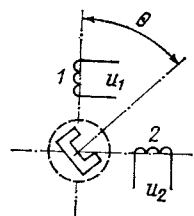


Рис. 11-17. Схема ШД с короткозамкнутым неявнополюсным ротором

const ; $L_{12} = 0$; $L_{23} = M \cos \theta$; $L_{13} = M \sin \theta$; $r_1 = r_2 = r$; $i_3 = \text{const}$; Ψ_m — максимальное потокоцепление возбужденного ротора с одной фазой статора.

С учетом этих выражений в соответствии с уравнениями (11-11), получаем

$$\left. \begin{aligned} r_1 i_1 + L_c \frac{di_1}{dt} + \Psi_m \cos \theta \frac{d\theta}{dt} &= u_1; \\ r_2 i_2 + L_c \frac{di_2}{dt} - \Psi_m \sin \theta \frac{d\theta}{dt} &= u_2; \\ \frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} + M_n &= p \Psi_m (i_1 \cos \theta - i_2 \sin \theta). \end{aligned} \right\} \quad (11-13)$$

Аналогично можно получить уравнения напряжений и момента трехфазных ШД; с помощью стандартной процедуры преобразования координат они могут быть сведены к уравнениям ЭДС двухфазной системы в осях d и q .

Глава двенадцатая ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ

12-1. Гироскопические двигатели

Особенности работы электрических гиродвигателей. Главное требование, предъявляемое к гиродвигателю, — достаточно большой кинетический момент ротора. Для электрических гиродвигате-

лей это требование наилучшим образом удовлетворяется применением обращенной конструкции машины при относительно высокой угловой скорости, а для двигателей переменного тока — применением повышенной частоты питания (400 Гц и более) и малого числа пар полюсов.

Основной режим работы гиродвигателя — режим максимальной скорости ротора, который для обычных электродвигателей является режимом холостого хода. Однако для гироскопических электродвигателей этот режим работы следует считать номинальным, так как нагрузка на электродвигатель близка к предельной при установившемся режиме работы; это объясняется двумя обстоятельствами, обусловленными обращенной конструкцией двигателя: с одной стороны, вследствие больших габаритов и массы ротора тормозной момент сил трения о воздух и в подшипниках значительно больше, чем в обычном электродвигателе тех же габаритов; с другой стороны, мощность двигателя вследствие меньшей площади, занимаемой обмоткой статора, и худших условий охлаждения значительно ниже.

Важным режимом работы для гироскопического двигателя является пусковой режим. Вследствие большого момента инерции ротора двигателя и относительно малого электромагнитного момента пуск гироскопического двигателя может быть весьма продолжительным, иногда до 20—30 мин. При проектировании гироскопического электродвигателя стремятся максимально сократить время пуска при обеспечении приемлемой тепловой нагрузки в процессе пуска.

Основными величинами, характеризующими работу гироскопического электродвигателя, являются: 1) мощность и ток, потребляемые в установившемся режиме; 2) максимальная (номинальная) скорость; 3) кинетический момент $H = J_p \omega_p$ — произведение момента инерции ротора и его максимальной угловой скорости; 4) стабильность вектора кинетического момента при колебаниях напряжения и частоты сети в определенных границах и при длительной работе двигателя; 5) максимальные мощность и ток, потребляемые при пуске; 6) время пуска; 7) срок службы.

Асинхронный гироскопический двигатель с ротором типа беличьей клетки. Этот тип двигателя является наиболее распространенным. Асинхронный гироскопический двигатель представляет собой асинхронную электрическую машину с короткозамкнутым ротором обращенной конструкции, принципиальная схема которой приведена на рис. 12-1. На статоре 4 уложена трехфазная обмотка 8, образующая вращающееся магнитное поле. В маховик 7 запрессован магнитопровод ротора 5 с «беличьей клеткой» 6. Маховик жестко насажен на вал 10, вращающийся в радиально-упорных подшипниках 2. Статор крепится на выступе крышки 1, которая прикреплена винтами 3 к защитному кожуху 11. В кожухе для вентиляции двигателя сделаны отверстия 9.

Рассмотренная конструкция двигателя вследствие асимметрии маховика (место крепления маховика к валу не совпадает с цент-

ром тяжести маховика) не обеспечивает стабильности вектора кинетического момента при изменении температуры и вибрациях, и гиродвигатель такого типа применяется в относительно грубых гироскопах. Для точных гироскопических систем используют гиродвигатель с симметричным ротором и двумя внутренними статорами (рис. 12-2). Он представляет собой совокупность двух асимметричных гиродвигателей с общим маховиком. Для уменьшения трения ротора в газовой среде гиродвигатель помещается в герметичную камеру и заполняется гелием или водородом.

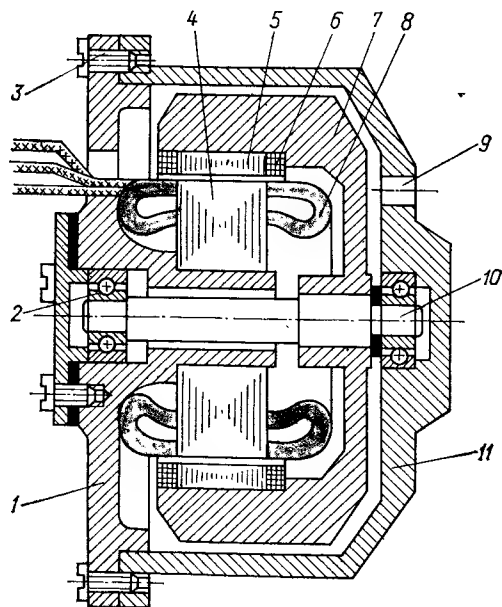


Рис. 12-1. Асинхронный несимметричный гироскопический двигатель

1 — подшипниковый щит; 2 — подшипник; 3 — винт; 4 — статор; 5 — магнитопровод ротора; 6 — катушечная обмотка; 7 — маховик; 8 — обмотка; 9 — вентиляционное отверстие; 10 — вал; 11 — корпус

Принцип работы двигателя и основные электромагнитные соотношения остаются такими же, как и для обычного асинхронного двигателя при симметричном режиме работы, и были рассмотрены в § 3-3.

Определим время пуска двигателя, полагая, что момент сопротивления нагрузки состоит из момента трения в подшипниках и момента сопротивления газовой среды, пропорционального квадрату угловой скорости: $M_{\text{и}} = M_{\text{пост}} + a_1 \omega_p^2$.

Считая, что электромагнитный момент двигателя достаточно точно выражается формулой Клосса (3-8), уравнение движения

ротора при пуске запишем в виде

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} + M_{\text{пост}} + a_1 \omega_p^2 = M_{\text{макс}} \frac{2(1 + as_k)}{2as_k + s_k/s + s/s_k},$$

где $M_{\text{макс}}$ — максимальный момент; s_k — критическое скольжение.

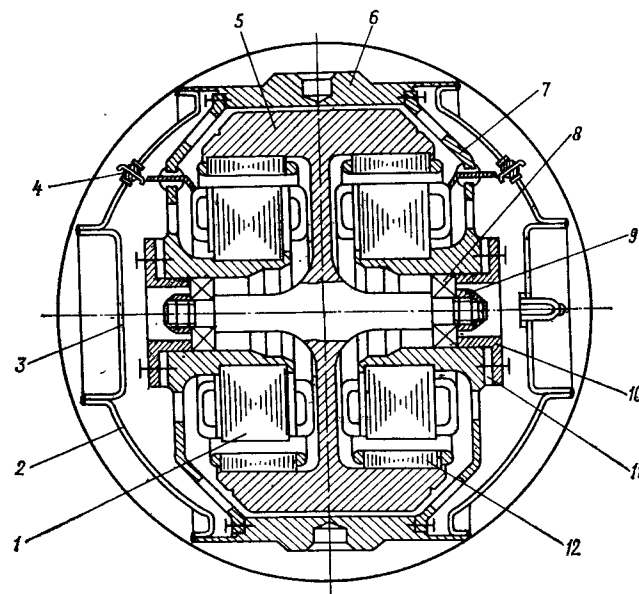


Рис. 12-2. Асинхронный симметричный гироскопический двигатель

1 — статор; 2 — основной кожух; 3 — дополнительный кожух; 4 — гермовывод; 5 — маховик; 6 — корпус; 7 — крышка; 8 — шарикоподшипник; 9 — гайка; 10 — фланец; 11 — шайба; 12 — магнитопровод ротора

Заменяя $\omega_p = \omega_c (1-s)$ и выполняя интегрирование по s от s_N до 1, получаем

$$\tau_{\text{пуск}} = \tau_0 \int_{s_N}^1 \frac{ds}{\frac{2(as_k + 1)}{2as_k + s_k/s + s/s_k} - m_{\text{пост}} - m_{\text{г. ср}}(1-s)^2}, \quad (12-1)$$

где $\tau_0 = J_p \omega_c / M_{\text{макс}}$ — постоянная времени разгона; $m_{\text{пост}} = M_{\text{пост}} / M_{\text{макс}}$; $m_{\text{г. ср}} = a_1 \omega_c^2 / M_{\text{макс}}$ — удельные моменты сопротивления подшипников и газовой среды.

Синхронный гироскопический двигатель. В качестве синхронных гироскопических двигателей, как правило, используются гистерезисные двигатели. Это объясняется их хорошими пусковыми свойствами и легкостью входа в синхронизм. Синхронные двигатели с постоянными магнитами и реактивные синхронные двигатели для

пуска имеют «беличью клетку» и в пусковом режиме работают, как асинхронные двигатели. При достижении скорости, соответствующей некоторому скольжению, зависящему от момента нагрузки, ротор втягивается в синхронизм за счет воздействия на него синхронного момента, однако ввиду большого момента инерции маховика гиродвигателя процесс входа в синхронизм чрезвычайно затруднен. В гистерезисном двигателе (см. § 4-4) момент, приложенный к ротору двигателя, не зависит от скорости и остается постоянным вплоть до достижения синхронной скорости. Он определяется намагничивающей силой статора F_m , магнитным потоком Φ и гистерезисным углом ϵ . После входа в синхронизм двигатель превращается в недовозбужденный синхронный двигатель с постоянными магнитами. Для работы гистерезисного гироскопического двигателя в синхронном режиме необходимо, чтобы момент сопротивления нагрузки был меньше гистерезисного момента: $M_n \leq M_r$.

По своему устройству статор гистерезисного гиродвигателя совершенно аналогичен статору асинхронного гиродвигателя. Отличие состоит в конструкции ротора. Вместо магнитопровода ротора 5 и «беличьей клетки» 6, как на рис. 12-1, здесь в маховик запрессованы кольца из викаллой толщиной Δ , выбранной из условия получения максимального момента. Синхронные гистерезисные гиродвигатели обычно проектируются для точных гиросистем и имеют симметричный маховик и два внутренних статора.

Время пуска гистерезисного гиродвигателя находим из уравнения

$$J_p \frac{d\omega_p}{dt} + M_{\text{пост}} + a_1 \omega_p^2 = M_{\text{макс.}}$$

Отсюда, используя введенные выше обозначения, получаем

$$\tau_{\text{пуск}} = \tau_0 \int_0^1 \frac{dv}{1 - m_{\text{пост}} - m_r \cdot cv^2}, \quad (12-2)$$

где $v = \omega_p / \omega_c$ — относительная угловая скорость ротора.

Выполняя интегрирование в (12-2), будем иметь

$$\tau_{\text{пуск}} = \frac{\tau}{2 \sqrt{m_r \cdot c(1 - m_{\text{пост}})}} \ln \frac{1 + \sqrt{m_r \cdot c/(1 - m_{\text{пост}})}}{1 - \sqrt{m_r \cdot c/(1 - m_{\text{пост}})}}. \quad (12-3)$$

Гироскопический двигатель типа «шар». Принципиальная конструктивная схема шарового гиродвигателя приведена на рис. 12-3. Ферромагнитный шар 3, поддерживаемый аэродинамической опорой 1, приводится во вращение внешним магнитным полем, образуемым трехфазной обмоткой статора 4. Как уже указывалось, этот тип двигателя отличается от обычных двигателей тем, что его ротор жестко не закреплен в опорах и имеет три вращательные степени свободы. При совпадении осей вращения ротора и магнитного поля статора к шару приложен вращающий электромагнитный момент, в установившемся режиме равный моменту сил сопротивле-

ния в аэродинамических опорах. Обычно ширина пакета статора невелика, и расчет вращающего момента, создаваемого статором, можно провести по методике, разработанной для асинхронных двигателей со сплошным ферромагнитным цилиндрическим ротором [18]. По причинам, рассмотренным ниже, гироскопические шаровые двигатели работают при большом номинальном скольжении ($s_N \approx 0,2 \div 0,5$), при котором частота тока в роторе такова, что четко проявляется поверхностный эффект. В этом случае схема замещения двигателя со сплошным ферромагнитным ротором имеет вид, изображенный на рис. 12-4. Сопротивление контура, соответствующее сплошному ротору, находится по формуле

$$Z'_p = \frac{r_p + jx_p}{\sqrt{s}} = \frac{(1,25 + j \cdot 0,75) m (\omega_{\phi} k_{\phi 06})^2}{\sqrt{s} k_{\phi p}} \sqrt{\mu / \rho_{\text{ст}}}, \quad (12-4)$$

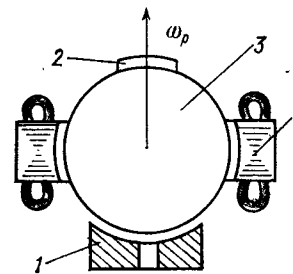


Рис. 12-3. Конструктивная схема гироскопического двигателя типа «шар»

1 — аэродинамическая опора;
2 — грибок; 3 — стальной шар;
4 — статор с трехфазной обмоткой

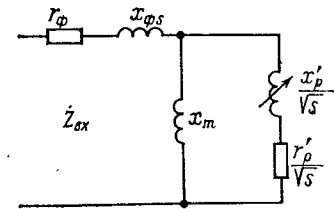


Рис. 12-4. Схема замещения асинхронного двигателя со сплошным ферромагнитным ротором

где μ и $\rho_{\text{ст}}$ — магнитная проницаемость и удельное сопротивление материала ротора; k_{ϕ} — коэффициент, учитывающий сопротивление лобового участка сплошного ротора и зависящий от отношения длины пакета статора l к полюсному делению τ ; приближенно можно принять [18] $1/k_{\phi} = (2,55 \div 4) l/\tau$.

Зная параметры схемы замещения, можно рассчитать токи двигателя и момент при заданном фазном напряжении

$$I_1 = \frac{\dot{U}_{\phi}}{Z_{\phi} + \frac{jx_m Z'_p}{ix_m + Z'_p}}; \quad I_2 = \frac{\dot{U}_{\phi} - I_1 Z_{\phi}}{Z'_p};$$

$$M = \frac{m}{\omega_c} I_2'^2 \frac{r_p}{\sqrt{s}} \quad (12-5)$$

и построить механическую характеристику двигателя в функции скольжения (рис. 12-5).

При отклонении оси вращения ротора от оси вращения статора на некоторый малый угол (рис. 12-6) на ротор действуют дополнительные моменты, вызывающие прецессионное движение шара.

На основе анализа опытных данных акад. А. Ю. Ишлинский показал, что проекции момента, действующего на шар, на оси x' и y' , перпендикулярные оси вращения шара, будут

$$\left. \begin{aligned} M_{x'} &= -H(\lambda x_1 + \xi y_1); \\ M_{y'} &= -H(\lambda y_1 - \xi x_1), \end{aligned} \right\} \quad (12-6)$$

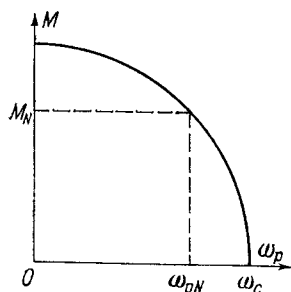


Рис. 12-5. Механическая характеристика асинхронного двигателя со сплошным ферромагнитным ротором

где $H = J_p \omega_p$ — кинетический момент шара; λ, ξ — постоянные; x_1, y_1 — проекции единичного вектора ω_p/ω_p , определяющего ось вращения ротора, на плоскость Oxy , совпадающую с диаметральной сечением статора (на рис. 12-6 $y_1 = 0$).

При выборе режима работы и проектировании двигателя необходимо стремиться к уменьшению коэффициентов λ и ξ .

Найдем приближенную зависимость коэффициентов λ и ξ от скольжения. Вследствие поверхностного эффекта при вращении шара во внешнем переменном магнитном поле ток индуцируется в тонком слое толщиной Δ (рис. 12-7). Вектор плотности поверхностного тока

$$j = \frac{\Delta}{\rho_{ст}} E, \quad (12-7)$$

где $E = u \times B$ — напряженность электрического поля, индуцируемого внешним магнитным полем; u — линейная скорость поверхности ротора относительно поля статора.

Сила, приложенная к единице поверхности ротора, $f = j \times B$. Подставляя сюда j из (12-7) и учитывая взаимную перпендикулярность векторов B , u и j , получаем

$$f = -\frac{\Delta}{\rho_{ст}} B^2 u.$$

Плотность момента сил — момент на единицу площади поверхности ротора — будет

$$m = R \times f = -\frac{\Delta}{\rho_{ст}} B^2 (R \times u); \quad (12-8)$$

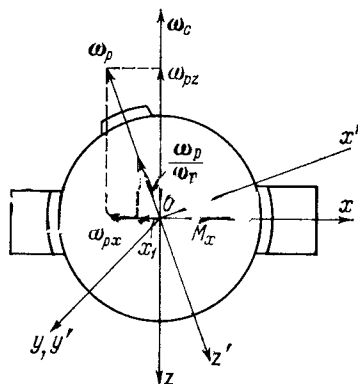


Рис. 12-6. К расчету корректирующего момента шарового гироскопического двигателя

здесь R — радиус-вектор, по модулю равный радиусу шара.

Но

$$u = (\omega_p - \omega_c) \times R.$$

Подставляя это выражение в (12-8), раскрывая двойное векторное произведение и учитывая, что среднее значение $\bar{B}^2 = B_m^2/2$, найдем среднюю плотность момента сил

$$m_{ср} = \frac{\Delta B_m^2}{2\rho_{ст}} [R^2(\omega_c - \omega_p) - R \cdot (\omega_c - \omega_p) R]. \quad (12-9)$$

Проецируя это выражение на координатные оси x', y', z' и интегрируя полученные составляющие по поверхности ротора, находящейся в поле статора, можно получить составляющие момента $M_{x'}, M_{y'}$ и M_z .

Даже при малом угле рассогласования между векторами ω_p и ω_c расчеты оказываются весьма громоздкими. Приведем окончательные выражения для $M_{x'}$ и $M_{y'}$ при малом угле рассогласования векторов ω_p и ω_c :

$$M_{x'} = \frac{M_z}{2} \frac{1+s}{s} [x_1 + k_s(1-s)y_1];$$

$$M_{y'} = \frac{M_z}{2} \frac{1+s}{s} [y_1 - k_s(1-s)x_1],$$

где k_s — коэффициент, учитывающий явление «затягивания» — смещение поля статора при вращении ротора; он зависит от воздушного зазора и изменяется от 0,05 до 0,3.

Сравнивая с формулами (12-6), находим

$$\lambda = \frac{M_z}{2H} \frac{1+s}{s}; \quad \xi = \frac{M_z}{2H} \frac{1-s^2}{s} k_s, \quad (12-10)$$

где M_z — составляющая момента по оси z , равная электромагнитному моменту двигателя.

Отсюда следует, что для уменьшения коэффициентов λ и ξ корректирующего момента шарового гидродвигателя необходимо увеличивать скольжение. Это достигается выбором малой индукции магнитного поля в воздушном зазоре двигателя. Для получения достаточного кинетического момента в шаровых гидродвигателях применяют повышенную частоту питания, 500 и 1000 Гц.

12-2. Датчики момента

Общие сведения. Электромагнитными датчиками момента (ДМ) или моментными двигателями называются электрические машины, преобразующие подводимое к ним напряжение или ток управления в пропорциональный им вращающий момент. В отличие от обычных двигателей ДМ не имеет вращения ротора, так что при анализе их работы можно считать $\omega_p = 0$.

ДМ применяются как корректирующие устройства для управления гироскопами, а также как исполнительные механизмы в безредукторных силовых передачах.

В зависимости от типа питающего и управляющего напряжений различают ДМ постоянного и переменного тока. В качестве ДМ переменного тока используются двухфазные асинхронные машины с полым немагнитным или ферромагнитным омедненным ротором.

ДМ постоянного тока имеют концентрическую обмотку управ-

ления и ротор в виде постоянного магнита (см. стр. 341). В последнее время в качестве ДМ постоянного тока стали применяться многополюсные бесконтактные двигатели постоянного тока.

Как элемент, применяемый в гироскопических приборах, ДМ характеризуется следующими величинами: 1) потребляемыми мощностью и током при номинальных напряжениях возбуждения, управления; 2) номинальным моментом M_N ; 3) нелинейностью зави-

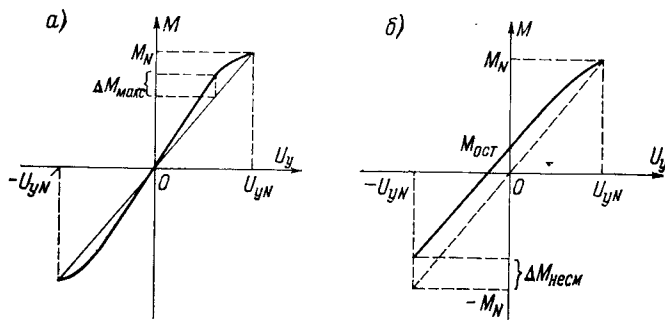


Рис. 12-8. Зависимость момента ДМ от управляющего напряжения

симости момента ДМ от управляющего напряжения (рис. 12-8, а) $\mu_{нели} = \Delta M_{макс}/M_N$; 4) несимметрией зависимости момента от управляющего напряжения при перемене знака U_y (рис. 12-8, б)

$\mu_{несм} = \Delta M_{несм}/M_N$; 5) остаточным моментом при отсутствии управляющего напряжения (тока) $M_{ост}$ (рис. 12-8, б); 6) относительным изменением момента при колебаниях напряжения, частоты сети и температуры окружающей среды.

f { $\dot{U}_p$



Рис. 12-9. Электрическая схема двухфазного моментного двигателя

Моментные двигатели переменного тока. Электрическая схема моментного двигателя приведена на рис. 12-9. На статоре двигателя располагаются две смещенные в пространстве на 90° обмотки — возбуждения и управления. Ротор двигателя для наибольшей электрической симметрии, необходимой для снижения остаточного момента, выполняется в виде полого немагнитного стакана или омед-

роткозамкнутым ротором создает вращающий момент. Момент двигателя при ненасыщенной магнитной системе определяется по формуле

$$M = k' U_{fN} U_y \sin \psi,$$

где k' — коэффициент пропорциональности.

Обозначим через M_N момент при круговом поле, для которого

$$U_y = U_{yN}; \quad \psi = \pi/2;$$

при этом

$$M = M_N \lambda \sin \psi, \quad (12-11)$$

где $\lambda = U_y/U_{yN}$ — коэффициент управления.

Номинальный момент двигателя M_N при круговом вращающемся магнитном поле находится формулой

$$M_N = \frac{P_2}{\omega_c} = \frac{p}{2\pi f} P_2,$$

где P_2 — мощность, рассеиваемая в роторе.

Так же как и для управляемого двухфазного асинхронного двигателя в пусковом режиме, эффективность преобразования электрической энергии ДМ принято характеризовать моментом, приходящимся на ватт потребляемой мощности,

$$m = \frac{M_N}{P_1 + P_2} = \frac{p}{2\pi f} \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + P_1/P_2},$$

где P_1 — мощность, рассеиваемая в статоре.

Для двигателя с полым немагнитным ротором в соответствии с формулой (10-50) получаем

$$m = \frac{p}{2\pi f_i} \frac{1/r}{\frac{1}{r} + r_f \left(\frac{1}{r^2} + \frac{1}{x_m^2} \right)}. \quad (12-12)$$

Найдем зависимость момента m от толщины стенки полого ротора Δ . Для параметров двухфазной электрической машины с полым ротором имеем [8, 32]

$$\frac{1}{r} = k_1 \Delta; \quad \frac{1}{x_m} = k_2 (\Delta + \delta_1), \quad (12-13)$$

где

$$k_1 = \frac{D}{2,55 k_{лp2} l (w_{\phi} k_{об})^2}; \quad k_2 = \frac{k_{\delta p^2}}{4 f \mu_0 l D (w_{\phi} k_{об})^2}.$$

Здесь δ_1 — «чистый» воздушный зазор ДМ.

Подставляя выражения (12-13) в формулу (12-12), получаем

$$m = \frac{p}{2\pi f_i} \frac{k_1 \Delta}{k_1 \Delta + r_f k_1^2 \Delta^2 + r_f k_2^2 (\Delta + \delta_1)^2}. \quad (12-14)$$

Приравнявая производную $dm/d\Delta$ к нулю, находим толщину стенки ротора

$$\Delta = \delta_1 \frac{k_0}{\sqrt{k_0^2 + 1}}, \quad (12-15)$$

при которой удельный момент — наибольший; здесь

$$k_0 = \frac{k_2}{k_1} = \frac{0,64 k_{\text{л}} k_{\text{ср}} \rho_2^2}{\mu_0 f D^2}.$$

Подставляя Δ в (12-14), находим

$$m = \frac{p}{2\pi f} \frac{1}{1 + 2 \frac{r_f}{r'} k_0 (k_0 + \sqrt{k_0^2 + 1})}, \quad (12-16)$$

где r' — приведенное к обмотке возбуждения активное сопротивление полого ротора при $\Delta = \delta_1$.

Анализ выражения (12-16) показывает, что $m_{\text{макс}}$ как функция числа пар полюсов имеет наибольшее значение при

$$p \approx 8 \cdot 10^{-5} D \sqrt{f/\rho_2}.$$

Здесь D в сантиметрах, а ρ_2 в Ом·см.

Рассмотренный идеализированный ДМ с симметричными обмотками имеет следующие характеристики:

1) равный нулю момент при отсутствии управляющего напряжения ($\lambda = 0$);

2) линейную и симметричную зависимость момента от управляющего напряжения, т. е. при изменении фазы управляющего напряжения на 180° момент ДМ меняет знак.

Вследствие технологических погрешностей в ДМ появляются остаточные моменты, а зависимость момента от управляющего напряжения оказывается нелинейной и несимметричной. Наиболее часто технологические погрешности ДМ сводятся к асимметрии магнитопровода, статора, электрической асимметрии ротора к эксцентриситету.

Рассмотрим кратко влияние погрешностей на характеристики ДМ.

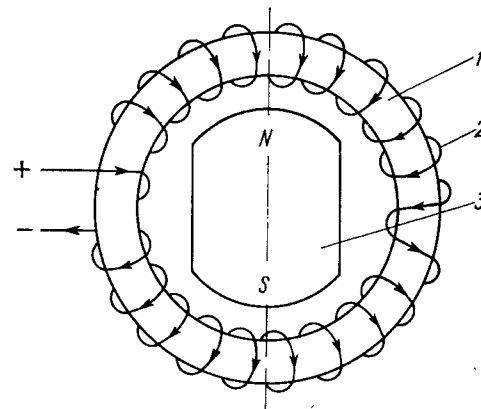
1. Асимметрия магнитопровода статора. Этот вид асимметрии обусловлен образованием короткозамкнутых витков из-за замыкания пластин в пакете магнитопровода, а также неравномерностью магнитной проводимости пакета из-за плохого качества веерной сборки, брака отдельных листов и т. п. Если ось короткозамкнутого витка и направление наибольшей магнитной проводимости не совпадают с осью обмотки возбуждения, то такой ДМ можно рассматривать как асинхронный двигатель с экранированными полюсами (см. § 3-8), в котором при включении в сеть обмотки возбуждения образуется эллиптическое вращающееся магнитное поле и постоянный вращающий момент. Напряжение на обмотке управления является переменным, и момент, создаваемый этой обмоткой из-за действия короткозамкнутого витка, также будет переменным, пропорциональным квадрату управляющего напряжения. Совокупность действия этих двух причин приводит к асимметрии и нелинейности зависимости момента ДМ от управляющего напряжения.

Для уменьшения влияния асимметрии магнитопровода статора на линейность характеристик ДМ последний необходимо выпол-

нять с числом пар полюсов, большим двух. При большом числе пар полюсов добавочные моменты, обусловленные короткозамкнутыми витками, взаимно компенсируются и несимметричность зависимости момента ДМ от управляющего напряжения уменьшается до допустимых пределов. В двухполюсных ДМ необходимо перед укладкой обмотки определять оси магнитной симметрии пакета статора и располагать оси обмоток по осям магнитной симметрии.

2. Асимметрия ротора. Асимметрия короткозамкнутого ротора практически сводится к неоднородности электропроводности его участков, обусловленной разной толщиной стенки полого ротора или медного покрытия для ДМ с ферромагнитным ротором. Реальный ротор ДМ можно представить себе как совокупность симметричного ротора и группы короткозамкнутых витков, характеризующих отклонение ротора ДМ от симметричного. Эти витки будут взаимодействовать с обмоткой возбуждения ДМ, если их числа пар полюсов будут совпадать. Появляющийся при этом

Рис. 12-10. Схема ДМ постоянного тока
1 — статор; 2 — обмотка; 3 — ротор



остаточный момент за один оборот ротора имеет число периодов, равное числу пар полюсов. Наибольший остаточный момент наблюдается при $p = 1$, поэтому для уменьшения остаточного момента при асимметрии ротора желательно также, чтобы $p \geq 2$.

Если диапазон угла поворота ротора ДМ невелик и составляет несколько градусов, то путем поворота ротора можно выбрать такую рабочую точку, в которой остаточный момент не превосходит допустимого по условиям работы.

3. Эксцентриситет магнитопроводов статора и ротора появляется за счет того, что они крепятся к разным частям гироприбора и их соосность конструктивно не обеспечена. Непостоянство воздушного зазора из-за эксцентриситета приводит к появлению в электрической машине высших пространственных гармоник в индукции. Анализ структуры магнитного поля при небольшом эксцентриситете в многополюсных ДМ показывает, что обмотки не имеют дополнительных потокоцеплений; отсюда следует, что эксцентриситет в первом приближении не влияет на характеристики многополюсного ДМ.

Моментные двигатели постоянного тока. Наиболее простым и удобным в управлении является ДМ, схема которого приведена на рис. 12-10. Статор представляет собой ферромагнитный кольцевой сердечник 1, на который уложена однослойная обмотка 2, со-

стоящая из двух половин со встречным направлением НС. Ротор 3 — постоянный магнит, ось которого в нормальном (неотклоненном) положении проходит через середины полуобмоток.

При протекании тока по обмотке на ротор ДМ действует момент

$$M = lD\omega_n iB, \quad (12-17)$$

где D — внутренний диаметр статора; ω_n — число проводников под полюсом; i — ток в обмотке; B — индукция магнитного поля в зазоре; l — осевая длина магнита.

Управление ДМ производится путем изменения значения тока в обмотке и его направления. При повороте ротора ДМ момент сохраняет постоянное значение, пока число проводников под полюсом с током одного направления остается постоянным; в реальных образцах ДМ этот угол составляет $\pm 50^\circ$.

В тех случаях, когда от ДМ постоянного тока требуется вращение ротора в пределах одного или нескольких оборотов, применяются многосекционные обмотки с коммутацией тока с помощью полупроводникового коммутатора, управляемого датчиком положения ротора аналогично тому, как это делается в бесконтактных двигателях постоянного тока.

12-3. Датчики угла

Общие положения. Для определения углового положения гироскопа и передачи этих данных в систему управления гироскопом необходимо преобразовывать угол поворота карданных колец или шара (в случае шарового гироскопа) в другую физическую величину, более удобную для дистанционной передачи и дальнейшего использования. Устройства, выполняющие преобразование такого рода, называются датчиками угла.

К датчикам угла, применяемым в гироскопах, предъявляются следующие требования:

1) момент, прикладываемый к гироскопу, должен быть минимальным;

2) характеристика датчика должна быть линейной, $U_{\text{вых}} = k_d \alpha$, где $U_{\text{вых}}$ — напряжение, снимаемое с датчика; α — угол поворота ротора; k_d — коэффициент пропорциональности, называемый крутизной характеристики датчика;

3) порог чувствительности должен быть минимальным, с тем чтобы обеспечить фиксирование достаточно малых углов поворота гироскопа;

4) масса и габариты подвижных частей датчика также должны быть минимальны, с тем чтобы не увеличивать трение в опорах гироскопа;

5) мощность сигнала, снимаемого с датчика, должна быть наибольшей; это позволяет в ряде случаев не прибегать к усилению сигнала, что упрощает общую схему;

6) характеристика датчика должна быть стабильной и независимой от условий работы прибора;

7) остаточный сигнал датчика и шумы должны быть минимальными; в выходном напряжении датчиков, работающих на переменном токе, не должно быть высших гармоник, помех и остаточных ЭДС, сдвинутых по фазе на 90° относительно полезного сигнала.

Перечисленные требования иногда оказываются противоречивыми; так, например, увеличение выходной мощности приводит к увеличению момента, создаваемого датчиком. Решение вопроса о том, какое из перечисленных требований является основным, зависит от типа гироскопической системы, ее назначения и требуемой точности.

В качестве датчиков угла могут применяться устройства различного типа: потенциометрические, индукционные, емкостные, электрические, пневматические, электромашинные и т. п. В настоящем параграфе рассматриваются электромашинные кольцевые датчики угла и датчики угла для шарового гироскопа типа «следящий трансформатор».

Электромашинные кольцевые датчики угла. Кольцевые датчики угла представляют собой вращающиеся трансформаторы плоского типа с переменным коэффициентом трансформации, который изменяется в зависимости от относительного углового положения ротора и статора датчика. Основными величинами, характеризующими работу датчика угла, являются: 1) потребляемые мощность и ток при номинальных напряжении возбуждения и частоте сети; 2) рабочий диапазон угла поворота; 3) крутизна выходной характеристики; 4) линейность выходного напряжения в зависимости от угла поворота ротора; 5) симметрия выходного напряжения относительно знака угла; 6) остаточная ЭДС при нулевом отсчете угла; 7) выходное сопротивление датчика; 8) реактивный момент.

По принципу изменения взаимной индуктивности первичной и вторичной обмоток кольцевые датчики делятся на три типа: 1) с сосредоточенными или распределенными обмотками на статоре и роторе; 2) с короткозамкнутой обмоткой на роторе; 3) без обмотки на роторе.

Рассмотрим кратко особенности датчиков угла каждого типа.

Кольцевые датчики угла с обмотками на статоре и роторе. В настоящее время этот тип кольцевого датчика является наиболее распространенным в гироскопических приборах. Магнитопровод датчика состоит из двух колец (рис. 12-11), в пазы которых уложены по две взаимно перпендикулярные сосредоточенные или распределенные обмотки. С целью исключения влияния эксцентриситета на работу датчика угла обмотки выполняются многополюсными. Для уменьшения реактивных моментов производится скос пазов внешнего и внутреннего магнитопроводов на одно зубцовое деление. У большинства датчиков угла взаимная индуктивность обмоток статора и ротора изменяется по синусоидальному закону в зависимости от $p\alpha$ (p — число пар полюсов). В этом случае удовлетворительная линейность выходной характеристики (с точностью до 1 %) даже при $p = 2$ достигается в диапазоне угла поворота ротора $\pm 15^\circ$.

Принципиально для работы датчика угла достаточно по одной обмотке на статоре и роторе. Применение двух взаимно перпендикулярных обмоток на статоре и роторе позволяет сделать датчик более универсальным и использовать его для синхронной передачи угла. Электромагнитные соотношения и уравнения ЭДС для кольцевого датчика этого типа совершенно такие же, как для двухполюсных и многополюсных ВТ, работа которых подробно рассмотрена в гл. 9.

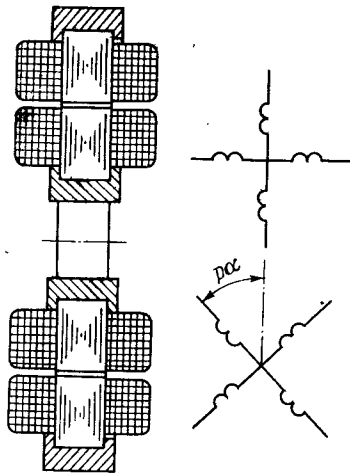


Рис. 12-11. Конструктивная и электрическая схемы кольцевого датчика угла с сосредоточенными обмотками

Датчики с короткозамкнутой обмоткой на роторе. Недостатком датчиков, имеющих обмотку на роторе, является необходимость осуществления токоподвода к ротору. Это увеличивает момент, необходимый для поворота ротора, что приводит к снижению точности датчика и уменьшению надежности его работы. Чтобы исключить этот недостаток, ротор выполняют с короткозамкнутой обмоткой, а статор — с двумя обмотками, сдвинутыми относительно друг друга на 90° . Одна из обмоток статора — обмотка возбуждения,

а другая — выходная обмотка. Принципиальная схема такого датчика приведена на рис. 12-12. Выходная ЭДС датчика создается поперечной составляющей магнитного потока ротора. Принимая, что взаимная индуктивность обмоток статора и ротора изменяется по синусоидальному закону, составим уравнения ЭДС

$$\begin{matrix} f & y & p \\ f & \begin{bmatrix} Z_f + jx_m & 0 \\ 0 & Z'_y + jx_m \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} jx_m \cos \alpha \\ -jx_m \sin \alpha \end{bmatrix} \\ y & & \\ p & \begin{bmatrix} jx_m \cos \alpha \\ -jx_m \sin \alpha \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Z'_p + jx_m \end{bmatrix} \end{matrix} \times \begin{bmatrix} I_f \\ I_y \\ I_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (12-18)$$

здесь $Z_f = r_f + jx_{fs}$ — собственное сопротивление обмотки возбуждения; $Z'_p = r'_p + jx'_{ps}$ — приведенное к обмотке возбуждения собственное сопротивление роторной обмотки; $Z'_y = r'_y + jx'_{ys}$ — приведенное к обмотке возбуждения собственное сопротивление выходной обмотки, включая сопротивление нагрузки.

Решая уравнения (12-18) относительно тока I_y , получаем

$$I_y = -\frac{\dot{U}_f}{2} \times$$

$$\times \frac{\sin 2\alpha}{Z'_p \left[1 + \frac{Z'_y}{jx_m} \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m} \right) \right] + Z_f \left(\cos^2 \alpha + \frac{Z_p}{jx_m} \right) + Z'_y \left(\sin^2 \alpha + \frac{Z_f}{jx_m} \right)} \quad (12-19)$$

Выходное напряжение датчика

$$\dot{U}_{\text{вых}} = I_y Z'_n \frac{\omega_y}{\omega_f}; \quad (12-20)$$

оно, как и ток, изменяется по синусоидальному закону в зависимости от двойного угла поворота ротора и имеет максимум при α , близком к 45° .

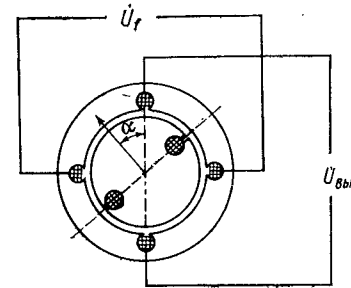


Рис. 12-12. Датчик угла с короткозамкнутой обмоткой на роторе

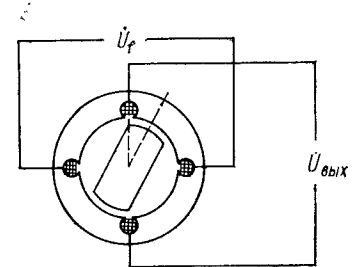


Рис. 12-13. Датчик угла с явнополюсным ротором

Датчик имеет сравнительно простую конструкцию, однако контур с током на роторе вызывает момент обратного воздействия, который значительно больше соответствующего момента для датчиков угла с обмотками на статоре и роторе.

Датчик угла без обмоток на роторе. Принципиальная схема датчика приведена на рис. 12-13. На статоре датчика укладываются две обмотки (обычно распределенные), оси которых смещены на 90° . Одна из обмоток — обмотка возбуждения, другая — выходная. Ротор явнополюсной и имеет такое же число пар полюсов, что и обмотка статора. При совпадении осей полюсов ротора с осями обмоток ЭДС на выходной обмотке датчика становится равной нулю. ЭДС достигает максимального значения, когда этот угол составляет 45° . Недостаток датчиков этого типа — наличие реактивного момента и большая нелинейность в зависимости выходной ЭДС от угла поворота ротора. Указанные недостатки можно устранить, применив явнополюсную конструкцию статора и дифференциальную схему включения обмоток. Такая машина известна как микросин.

Индукционный датчик угла с перемещающимся ротором представляет собой электромеханическое устройство, выходной электрический сигнал которого пропорционален изменению магнитного потока возбуждения, вызываемому перемещением ротора.

Датчики такого типа иногда называют следящими трансформаторами. Они, в частности, применяются для определения углового положения шарового гироскопа, на котором в этом случае предусмотрен специальный выступ — «грибок». На рис. 12-14 приведена принципиальная схема однокоординатного датчика нормального исполнения. Статор датчика представляет собой Ш-образный магнитопровод, на среднем стержне которого расположена обмотка возбуждения; на двух крайних стержнях размещены две одинаковые встречно включенные выходные обмотки. Ротор датчика выполнен в виде магнитопроводящего сегмента без обмоток.

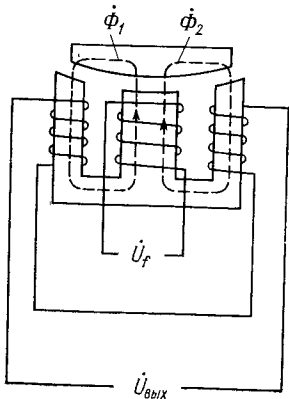


Рис. 12-14. Индукционный датчик угла типа «следящий трансформатор»

ЭДС, теоретически равен нулю. Такое положение ротора называется нулевым. Практически ЭДС на выходе датчика в нулевом положении равна не нулю, а некоторой ЭДС, называемой остаточной ЭДС датчика. Она состоит из ЭДС основной частоты, сдвинутой по фазе относительно полезного сигнала на 90° , и высших временных гармоник.

Основными причинами возникновения остаточной ЭДС являются: магнитная несимметрия магнитопровода датчика, образование короткозамкнутых витков в обмотках и вихревых токов в сплошном роторе. Остаточная ЭДС основной частоты может быть уменьшена симметрированием выходных обмоток путем включения сопротивлений или внешнего компенсирующего устройства. При отклонении ротора датчика на некоторое расстояние Δx от нулевого положения влево или вправо происходит перераспределение потоков Φ_1 и Φ_2 :

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_f}{2} + \Delta\Phi; \quad \Phi_2 = \frac{\Phi_f}{2} - \Delta\Phi,$$

где $\Delta\Phi = B l \Delta x$ (здесь B — индукция в воздушном зазоре, l — длина пакета магнитопровода).

ЭДС в выходной обмотке датчика будет

$$E_{\text{вых}} = 4,44 f \omega (\Phi_1 - \Phi_2) = 8,88 f \omega B l \Delta x,$$

где ω — число витков выходной обмотки.

12-4. Микросины

Микросин представляет собой электрическую машину с явно выраженными полюсами, которая может выполнять функции как датчика угла, так и датчика момента. Принципиальная схема микросина для работы в режиме датчика угла приведена на рис. 12-15. На каждом полюсе статора размещены по две катушки, которые при последовательном соединении образуют две обмотки: возбуждения и сигнальную. Катушки соединяются таким образом, что при положении оси полюсов ротора под углом 45° к оси полюсов статора ЭДС, индуцируемая в сигнальной обмотке, равна нулю. При повороте ротора микросина в ту или иную сторону на угол α магнитные потоки под полюсами изменяются и в сигнальной обмотке появляется ЭДС, пропорциональная углу поворота ротора. Микросин можно рассматривать как двухобмоточный трансформатор, у которого взаимная индуктивность обмоток в нулевом положении равна нулю и изменяется пропорционально относительному смещению ротора $\alpha_x = \frac{x}{b_n/2}$, где x — линейное смещение края полюса ротора, а b_n — ширина полюса. Уравнения ЭДС такого трансформатора имеют вид

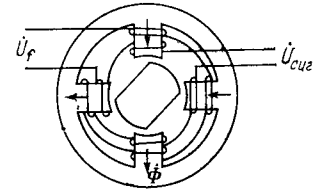


Рис. 12-15. Микросин в режиме датчика угла

$$\left. \begin{aligned} (Z_f + jx_0) \dot{I}_f + jx_0 K \alpha_x \dot{I}_{\text{снг}} &= \dot{U}_f; \\ jx_0 K \alpha_x \dot{I}_f + (jx_0 K^2 + Z_{\text{снг}} + Z_n) \dot{I}_{\text{снг}} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (12-21)$$

где x_0 — сопротивление взаимной индукции обмотки возбуждения; Z_f , $Z_{\text{снг}}$ — собственные сопротивления обмоток возбуждения и сигнальной; Z_n — сопротивление нагрузки; $K = \omega_{\text{снг}}/\omega_f$ — коэффициент трансформации.

Решая уравнения (12-21), найдем выражения для напряжения на нагрузке и для тока, потребляемого обмоткой возбуждения:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\text{снг}} &= \dot{U}_f \frac{K \alpha_x}{\left(1 + \frac{Z_f}{jx_0}\right) \left(1 + \frac{Z_{\text{снг}} + jx_0 K^2}{Z_n}\right) - \frac{jx_0 K^2 \alpha_x^2}{Z_n}}; \\ \dot{I}_f &= \frac{\dot{U}_f}{Z_f + jx_0 + \frac{x_0^2 K^2 \alpha_x^2}{jx_0 K^2 + Z_{\text{снг}} + Z_n}}. \end{aligned} \right\} \quad (12-22)$$

Полагая $Z_n = \infty$, найдем ЭДС сигнальной обмотки

$$\dot{E}_{\text{снг}} = \dot{U}_f \frac{K \alpha_x}{1 + Z_f/(jx_0)}. \quad (12-23)$$

Относительное смещение ротора α_x можно выразить через угол поворота α :

$$\alpha = \frac{x}{D/2} = \frac{b_n}{D} \alpha_x,$$

где D — диаметр ротора.

Тогда из формулы (12-23) находим крутизну ЭДС сигнальной обмотки

$$S_{\text{сиг}} = \left. \frac{dE_{\text{сиг}}}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = \frac{U_f K}{|1 + Z_f/(jx_0)|} \frac{D}{b_n}.$$

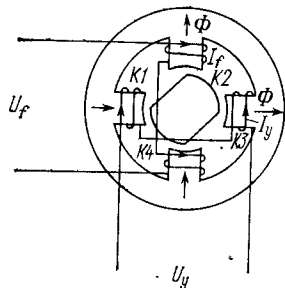


Рис. 12-16. Микросин в режиме датчика момента

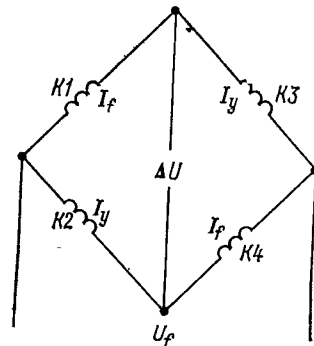


Рис. 12-17. Мостовая схема включения обмоток микропина

Микросин, работающий в режиме датчика момента, имеет четыре катушки K_1, K_2, K_3, K_4 , соединенные по схеме, приведенной на рис. 12-16. Когда один и тот же микросин работает в режимах датчика угла и датчика момента, то роль катушек ДМ выполняет обмотка возбуждения.

Момент, развиваемый микропином, пропорционален квадрату токов в катушках I_f и I_y и в широком диапазоне изменения угла не зависит от углового положения ротора. Для ненасыщенной магнитной цепи момент может быть подсчитан по формуле

$$M = \mu_0 \frac{Rl}{\delta} \omega^2 (I_f^2 - I_y^2), \quad (12-24)$$

где R — радиус ротора микропина; l — длина ротора; δ — воздушный зазор; ω — число витков в катушке.

Для получения линейной зависимости момента от управляющего напряжения обмотки микропина включают по мостовой схеме, как указано на рис. 12-17. В этом случае при питании обмоток постоянным током можно принять $I_f = I_0 + \Delta I$, $I_y = I_0 - \Delta I$, где $I_0 = U_f/(2 r_k)$; $\Delta I = \Delta U/(2 r_k)$; r_k — сопротивление катушки.

Выражение для момента примет вид

$$M = \mu_0 \frac{Rl\omega^2}{\delta r_k^2} U_1 \Delta U. \quad (12-25)$$

Глава тринадцатая

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МИКРОМАШИН

13-1. Общие понятия

Важным показателем, определяющим выбор того или иного типа электрической микромашины для автоматических систем, является надежность ее работы. Наука, изучающая закономерности отказов технических устройств в процессе их работы, называется теорией надежности. Рассмотрим основные понятия и термины теории надежности применительно к электрическим микромашинам автоматики [23].

Все технические изделия в теории надежности достаточно условно делятся на два типа: элементы и системы. Элементом называется часть системы, выполняющая вполне определенные функции. Система — это совокупность совместно работающих элементов, предназначенных для выполнения определенного задания.

Микроэлектродвигатель, установленный в автоматической системе, считается элементом; с другой стороны, отдельно взятый микроэлектродвигатель может рассматриваться как система, состоящая из отдельных элементов: подшипников, обмоток, контактного устройства и т. п.

Технические изделия принято делить на два класса: 1) восстанавливаемые (многократного действия); 2) невосстанавливаемые (однократного действия). Восстанавливаемыми называются такие изделия, которые в случае отказа их в работе могут быть отремонтированы; например, двигатель постоянного тока при износе щеток может быть восстановлен, если заменить щетки. Невосстанавливаемые изделия при отказе ремонту не подлежат, например герметичный электродвигатель, обмотка, залитая эпоксидным компаундом, и т. п.

Основными состояниями, характеризующими работу изделия, являются:

1) исправность — такое состояние изделия, при котором оно соответствует всем требованиям как по основным параметрам, определяющим нормальное выполнение его функций, так и по второстепенным параметрам, характеризующим его внешний вид, удобства в эксплуатации и т. п.;

2) неисправность — состояние изделия, при котором оно не соответствует хотя бы одному из требований по основным или второстепенным параметрам;

3) работоспособность — состояние изделия, при котором оно отвечает всем требованиям по основным параметрам;

4) отказ — событие, заключающееся в полной или частичной утрате изделием работоспособности.

Свойствами изделия, определяющими его работоспособность в процессе эксплуатации, являются:

1) безотказность — свойство непрерывно сохранять работоспособность в течение заданного времени;

2) долговечность — свойство сохранять работоспособность до разрушения или другого предельного состояния;

3) ремонтпригодность — приспособляемость к операциям технического обслуживания и ремонта;

4) надежность — свойство сохранять эксплуатационные показатели в заданных пределах; это обобщенное свойство изделия, обусловленное безотказностью в работе, долговечностью, ремонтпригодностью.

За основные количественные показатели, характеризующие перечисленные эксплуатационные свойства изделия, принимают:

1) вероятность безотказной работы $P(t)$; 2) интенсивность отказов $\lambda(t)$; 3) частоту отказов $a(t)$; 4) среднее время безотказной работы T ; 5) среднюю наработку на отказ $t_{ср}$; 6) коэффициент готовности k_r ; 7) коэффициент профилактики $k_{пр}$; 8) коэффициент отказа элементов $k_{отк}$.

Для каждого класса изделия характерны свои количественные показатели, которые более подробно рассматриваются в следующем параграфе.

13.2. Количественные показатели надежности

Вероятностью безотказной работы называется вероятность того, что при определенных условиях эксплуатации в заданном промежутке времени отказ изделия не возникает. Вероятность безотказной работы является функцией времени, характеризующей следующими свойствами: $P(t)$ — убывающая функция; $P(0) = 1$; $P(\infty) = 0$.

Экспериментально вероятность безотказной работы определяют на основании статистических данных большого числа испытаний по формуле

$$P(t) = \frac{N_0 - n(t)}{N_0}, \quad (13-1)$$

где N_0 — число изделий в начале испытаний; $n(t)$ — число изделий, отказавших за время t .

Очевидно, что величина $Q(t) = n(t)/N_0 = 1 - P(t)$ является вероятностью отказа изделия за время t .

Для электрических микромашин автоматики используют три закона распределения вероятностей безотказной работы их отдельных элементов:

1. Экспоненциальный закон

$$P(t) = e^{-\lambda t}, \quad (13-2)$$

где λ — интенсивность отказов.

2. Нормальный закон

$$P(t) = \frac{1}{2} - \Phi\left(\frac{t - T_1}{\sigma \sqrt{2}}\right), \quad (13-3)$$

где $\Phi(x)$ — интеграл вероятностей:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du;$$

T_1 — среднее время между отказами; σ — среднее квадратическое отклонение времени между отказами.

3. Закон Вейбулла

$$P(t) = e^{-\lambda_0 t^k}, \quad (13-4)$$

где λ_0 — параметр распределения, определяющий его масштаб; k — параметр, определяющий эксцесс и асимметрию; при $k = 1$ закон Вейбулла переходит в экспоненциальный закон.

Первому закону распределения подчиняются вероятность безотказной работы обмоток, изменения сопротивления изоляции, электроэрозия контактов, а также внезапные отказы изделий. Второй закон распределения характерен для таких причин отказа, как износ щеток; обуславливающие постепенные отказы, старение и изменение параметров машины; неточность изготовления и т. п.

Третьему закону распределения подчиняются отказы подшипников качения.

Интенсивностью отказов называется вероятность отказов невозстанавливаемого изделия за единицу времени после данного момента времени при условии, что до этого момента отказа не было. Экспериментально интенсивность отказов определяется на основе данных статических испытаний по формуле

$$\lambda(t) = \frac{\Delta n}{N_{ср} \Delta t}, \quad (13-5)$$

где Δn — число отказов за время Δt ; $N_{ср}$ — среднее число изделий, исправно работающих время Δt .

Формулу (13-5) можно записать в дифференциальном виде $\lambda(t) = \frac{1}{N} \frac{dn}{dt}$, где N — число изделий, исправно работающих в момент времени t . Но

$$N = N_0 P(t), \quad \frac{dn}{dt} = N_0 \frac{dQ(t)}{dt} = -N_0 \frac{dP(t)}{dt};$$

отсюда

$$\lambda(t) = - \frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt}. \quad (13-6)$$

Используя эту формулу, находим: для экспоненциального закона $\lambda(t) = \text{const}$; для нормального закона

$$\lambda(t) = \frac{\sqrt{2/\pi} e^{-\frac{(t-T_1)^2}{2\sigma^2}}}{\sigma \left[1 - \Phi\left(\frac{t-T_1}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right]};$$

для закона Вейбулла $\lambda(t) = \lambda_0 k t^{k-1}$.

Частотой отказов называется отношение числа изделий, отказавших в единицу времени, к числу изделий, первоначально установленных для испытания:

$$a(t) = \frac{\Delta n}{N_0 \Delta t}. \quad (13-7)$$

Переходя к дифференциальной форме, получаем

$$a(t) = \frac{1}{N_0} \frac{dn}{dt} = \frac{dQ(t)}{dt} = - \frac{dP(t)}{dt}. \quad (13-8)$$

Частота отказов может быть определена как плотность распределения вероятностей времени работы изделия до его отказа: для экспоненциального закона

$$a(t) = \lambda e^{-\lambda t}; \quad (13-9)$$

для нормального закона

$$a(t) = \frac{\sqrt{2/\pi} e^{-\frac{(t-T_1)^2}{2\sigma^2}}}{\sigma \left[1 + \Phi\left(\frac{T_1}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right]}; \quad (13-10)$$

для закона Вейбулла

$$a(t) = \lambda_0 k t^{k-1} e^{-\lambda_0 t^k}. \quad (13-11)$$

Среднее время безотказной работы — математическое ожидание времени безотказной работы

$$T = \left(\sum_{i=1}^{N_0} t_i \right) / N_0, \quad (13-12)$$

где t_i — время безотказной работы i -го изделия.

Запишем формулу (13-11) в интегральной форме. За время от t до $t + dt$ число отказавших изделий равно $N_0 dQ(t) = -N_0 dP(t)$; время их работы равно t . Среднее время безотказной работы получим путем интегрирования этого выражения и деления его на N_0 :

$$T = - \frac{1}{N_0} \int_0^\infty t N_0 dP(t) = - \int_0^\infty t dP(t) = - \int_0^\infty t \frac{dP}{dt} dt.$$

Используя формулу (13-8), находим

$$T = \int_0^\infty t a(t) dt.$$

Для указанных выше трех законов распределения согласно формулам (13-9) — (13-11) получим:

для экспоненциального закона

$$T = 1/\lambda; \quad (13-13)$$

для нормального закона

$$T = T_1 + \frac{\sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} e^{-\frac{T_1^2}{2\sigma^2}}}{1 + \Phi\left(\frac{T_1}{\sigma\sqrt{2}}\right)}; \quad (13-14)$$

для закона Вейбулла

$$T = \frac{\Gamma(1/k + 1)}{\lambda_0^{1/k}}, \quad (13-15)$$

где $\Gamma(1/k + 1)$ — гамма-функция.

Наработкой на отказ называется среднее время наработки восстанавливаемого изделия между каждыми двумя последовательными отказами

$$t_{cp} = \left(\sum_{i=1}^n t_i \right) / n, \quad (13-16)$$

где t_i — время наработки после i -го отказа.

Коэффициентом готовности изделия называется отношение времени безотказной работы t_p к сумме времени безотказной работы и времени восстановления изделия t_b

$$k_r = \frac{t_p}{t_p + t_b}. \quad (13-17)$$

Коэффициентом профилактики называется отношение времени восстановления t_b к времени безотказной работы t_p

$$k_{np} = t_b / t_p. \quad (13-18)$$

Коэффициентом отказа элементов называется отношение числа отказов изделия n_i из-за отказов элементов данного типа к общему числу отказов изделия n за определенный срок

$$k_{отк} = n_i / n. \quad (13-19)$$

Перечисленные количественные показатели надежности применяются для оценки электрических микромашин как на стадии проектирования, так и при экспериментальных исследованиях на надежность. В настоящее время большое внимание уделяется разра-

ботке методов ускоренных испытаний на надежность. В качестве ускоряющих факторов обычно принимаются превышение температуры окружающей среды и скорости ротора двигателя.

В заключение следует заметить, что не все рассмотренные показатели надежности применимы для характеристики невосстанавливаемых и восстанавливаемых изделий. В табл. 13-1 знаком плюс отмечены показатели, используемые для данного класса изделий, знаком минус — неиспользуемые (символ «э» указывает, что применение этого показателя возможно только при экспоненциальном законе распределения).

Таблица 13-1

Применимость показателей надежности электрических микромашин

Класс изделия	Показатель надежности							
	$P(t)$	$\lambda(t)$	T	$t_{ср}$	$a(t)$	k_r	$k_{пр}$	$k_{отк}$
Невосстанавливаемое при отказе								
внезапном	+	+	+	—	+	—	—	+
постепенном	+	+	+	—	+	—	—	+
Восстанавливаемое при отказе								
внезапном	—	+э	+э	+	+э	+	+	+
постепенном	—	—	—	+	—	+	+	+

13-3. Причины и характер отказов микроэлектродвигателей

В настоящее время наиболее слабыми узлами в электрических машинах, имеющими наименьшую долговечность, являются подшипники, щеточно-коллекторный узел и обмотки. Для двигателей, снабженных механическим понижающим редуктором, значительная часть отказов обусловлена неисправностью редуктора.

Вероятность отказов различных элементов двигателя зависит от типа машины, ее габаритов скорости, напряжения и качества технологического процесса. В машинах очень малых габаритов, в которых применен тонкий провод, наибольшее число отказов возникает из-за обмотки; в высокоскоростных двигателях интенсивность отказов связана с работой подшипников качения, а в коллекторных машинах — щеточно-коллекторного узла. Значительное число отказов возникает в первые 10—20 ч работы; этот начальный период называется приработкой. Отказы в период приработки обусловлены скрытыми дефектами в комплектующих изделиях, ошибками, допущенными в процессе производства, недоброкачественной сборкой и т. п. На участке приработки отказы микроэлектродвигателей подчинены закону Вейбулла с параметрами $k < 1$. За приработкой следует так называемый нормальный период эксплуатации, который подчиняется экспоненциальному закону распределения.

Наконец, третий период — период износа, при котором выход двигателя из строя вызывается износом его отдельных узлов, их старением. В этот период отказы удовлетворительно описываются нормальным законом распределения или законом Вейбулла при $k = 1$.

На рис. 13-1 приведена типичная кривая зависимости интенсивности отказов λ от времени работы двигателя; из кривой усматриваются отмеченные выше три периода работы двигателя: 1 — период обкатки, 2 — время нормальной работы, 3 — период износа. Из рассмотрения кривой следует, что для повышения надежности электрические машины должны проходить обкатку, во время которой отбраковываются явно неисправные и плохо изготовленные машины.

В период нормальной эксплуатации отказы в основном обусловлены влиянием на работу машины климатических (температура, влажность) и механических (вибрация, удары) факторов.

Рассмотрим наиболее характерные отказы и их причины в этот период. Для обмотки это межвитковые замыкания и замыкания на корпус; снижение сопротивления изоляции; обрыв выводных концов. Основные причины этих отказов: невысокое качество межслойной изоляции, точечные повреждения изоляции в проводе, нетщательность заливки или пропитки, плохое качество пайки или сварки.

Для подшипникового узла это заклинивание подшипника; разрушение сепаратора. Основные причины отказов: испарение смазки из подшипника, попадание в подшипник посторонних абразивных примесей, коррозия.

Для щеточно-коллекторного узла это повреждение щеткодержателя; задевание коллекторных пластин за щетки; износ щеток. Основные причины отказов: плохое качество изготовления щеткодержателя и коллектора, неправильный выбор усилия пружины и т. п.

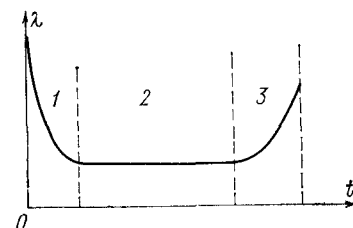


Рис. 13-1. Зависимость интенсивности отказов от времени работы двигателя

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адкинс Б. Общая теория электрических машин.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960.— 272 с.
2. Армениян Е. В., Фалк Г. Б. Электрические микромашины.— М.: Высшая школа, 1984.— 242 с.
3. Ахметжанов А. А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств.— М.: Энергия, 1975.— 240 с.
4. Баканов М. В., Лыска В. А., Алексеев В. В. Информационные микромашины следящих и счетно-решающих систем: Вращающиеся трансформаторы, сельсины.— М.: Сов. радио, 1977.— 88 с.
5. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. М.: Энергия, 1969.— 200 с.
6. Борзик Ю. Г., Зайков М. А., Нанн В. П. Электродвигатели с катящимся ротором.— Киев: Техника, 1982.— 120 с.
7. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины.— М.: Высшая школа, 1971.— 432 с.
8. Вольдек А. И. Электрические машины.— 3-е изд.— Л.: Энергия, 1978.— 832 с.
9. Делекторский Б. А., Мастяев Н. З., Орлов И. Н. Проектирование гироскопических электродвигателей.— М.: Машиностроение, 1968.— 252 с.
10. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/Б. А. Ивоботенко, В. П. Рубцов, Л. А. Садовский и др.; Под ред. М. Г. Чиликина.— М.: Энергия, 1971.— 624 с.
11. Ермолин Н. П. Электрические машины.— М.: Высшая школа, 1975.— 295 с.
12. Каасик П. Ю. Тихоходные безредукторные микроэлектродвигатели.— Л.: Энергия, 1974.— 136 с.
13. Каасик П. Ю., Блинов И. В. Асинхронные индукторные микродвигатели устройств автоматики.— Л.: Энергоиздат, 1982.— 152 с.
14. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д., Борисов А. П. Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей.— Л.: Энергия, 1972.— 168 с.
15. Копылов И. П. Электромеханическое преобразование энергии.— М.: Энергия, 1973.— 400 с.
16. Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины.— М.: Энергия, 1970.— 209 с.
17. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1955.— 275 с.
18. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами.— М.—Л.: Энергия, 1966.— 304 с.
19. Лопухина Е. М., Сомнина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором.— М.: Энергия, 1967.— 488 с.
20. Лопухина Е. М., Сомнина Г. С. Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором.— М.: Энергия, 1968.— 328 с.
21. Лопухина Е. М., Сомнина Г. С. Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока.— М.: Госэнергоиздат, 1961.— 312 с.
22. Микроэлектродвигатели для систем автоматики: Технический справочник/Под ред. Э. А. Лодочникова, Ф. М. Юферова.— М.: Энергия, 1969.— 272 с.

23. Мкртчян Д. П., Хрущев В. В. Однофазные сельсины.— Л.: Судпромгиз, 1957.— 344 с.
24. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока.— Л.: Наука, 1979.— 270 с.
25. Расчет и проектирование элементов гироскопических устройств/Н. Ф. Бабаева, В. М. Ефремов, И. М. Сивоконенко и др.— Л.: Машиностроение, 1967.— 480 с.
26. Свечарник Д. В. Дистанционные передачи.— М.—Л.: Энергия, 1966.— 480 с.
27. Совмещенные электрические машины для автоматики/Ю. М. Келим, И. П. Копылов, Д. В. Свечарник, Л. Х. Шидлович.— М.: Энергия, 1969.— 200 с.
28. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями.— М.: Энергия, 1974.— 136 с.
29. Тун А. Н. Тахогенераторы для систем управления электроприводами.— М.—Л.: Энергия, 1966.— 112 с.
30. Хенкок Е. Матричный анализ электрических машин.— М.: Энергия, 1967.— 224 с.
31. Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств: Учебное пособие для вузов.— Л.: Энергия, 1976.— 384 с.
32. Хрущев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики.— Л.: Энергия, 1969.— 288 с.
33. Цифровые системы управления электродвигателями/А. А. Батоврин, П. Г. Дашевский, В. Д. Лебедев и др.— Л.: Энергия, 1977.— 256 с.
34. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств.— М.—Л.: Энергия, 1964.— 424 с.
35. Юферов Ф. М. Электрические двигатели автоматических устройств.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959.— 224 с.
36. Юферов Ф. М. Электрические машины автоматических устройств.— М.: Высшая школа, 1976.— 412 с.
37. Электрические машины малой мощности/Д. А. Завалишин, С. М. Бардинский, О. Б. Певзнер, Б. В. Фролов, В. В. Хрущев.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.— 432 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Алгоритм решения 36
 Альфа-система 36
 Асимметричная машина 32
 Асимметрия нулевых точек ВТ 243, 259
 Бегун 78
 Безотказность 350
 Вектор индукции 23, 29
 — напряжения 22
 — напряженности 16, 103
 — потокоцепления 23
 Векторная диаграмма ТА 173
 — — двигателя гистерезисного 104
 — — конденсаторного 61
 — — однофазного 59, 60
 — — реактивного 95
 — — синхронного 87, 90
 — — с экранированным полюсом 72
 — — сельсина 207
 Вероятность 350
 Внешний магнитопровод 171
 Внутренний магнитопровод 171
 Вращающийся трансформатор 233
 — — линейный 245
 — — преобразователь 248
 — — с компенсацией 278
 Вход в синхронизм 91, 99, 113
 Гармоника зубцовая 110
 Датчик момента 337
 — — асинхронный 338
 — — постоянного тока 341
 — положения 137, 158
 — дроссельный 159
 — трансформаторный 160
 — угла 342
 Двигатель асинхронный 49
 — — двухфазный 53
 — — конденсаторный 61
 — — однофазный 55, 56
 — — с «беличьей клеткой» 286
 — — с полым ротором 287
 — бесконтактный постоянного тока 136
 — — — двухсекционный 138
 — — — трехсекционный 140
 — — — четырехсекционный 140
 — коллекторный 124
 — — постоянного тока 124
 — — с гладким якорем 305
 — — с дисковым якорем 126
 — — с полым якорем 301
 — — с постоянным магнитом 126
 — — с электромагнитным возбуждением 125
 — синхронный 83
 — — гистерезисный 99
 — — волновой 122
 — — реактивный 93
 — — с катящимся ротором 117
 — — с осевым возбуждением 110
 — — с радиальным возбуждением 111
 — субсинхронный 108
 — с пусковой емкостью 59
 — с пусковым сопротивлением 56
 — управляемый 282
 — — двухфазный асинхронный 284
 — — индукторный 81
 — — шаговый 315
 Демпфер механический 220
 — электромагнитный 220
 Демпферный контур 209
 Добротность пуска 52
 Долговечность 350
 Закон распределения Вейбулла 351
 — — нормальный 351
 — — экспоненциальный 351
 Зона динамической устойчивости 320
 — равных потерь 64
 — статической устойчивости 320
 — фазная 119
 Импульс тока 153
 Индуктосин 270
 Индукция магнитного поля 16
 — остаточного намагничивания 103
 Интенсивность отказов 351
 Исключение неизвестных токов 27
 Классификация микромашин гиро-

- приборов 8
 — двигателей 7
 — микромашин автоматики 9
 Классы точности ВТ 243
 — — сельсинов индикаторных 222
 — — — трансформаторных 229
 Коэрцитивная сила 103
 Коэффициент воздушного зазора 110
 — выпуклости петли 103
 — готовности 353
 — демпфирования 220, 290
 — заполнения паза 300
 — мощности 10, 52
 — обмоточный 57, 145, 300
 — отказа 350
 — передачи по напряжению 238
 — полезного действия 10, 52, 84
 — профилактики 353
 — редукции 111, 282
 — скоса паза 145, 276
 — трансформации 238
 — укорочения обмотки 145
 — управления по моменту 288
 — — по скорости 292
 — — по ускорению 292
 — усиления 190, 278
 — форсировки 321
 — эллиптичности 41
 Кратность максимального момента 52
 — пускового момента 52
 — тока 52
 Крутизна механической характеристики 290
 — ЭДС тахогенератора 188
 — ЭДС управляющей 203, 252
 Магнесин 229
 Магнитная индукция 16
 — проводимость 20
 — проницаемость 103
 — — комплексная 103
 Магнитное поле бегущее 38
 — — круговое 39
 — — пульсирующее 38
 — — эллиптическое 40
 Магнитный поток основной 15
 — — рассеяния 15
 Матрица индуктивностей 20
 — момента 23
 — преобразования 30
 — сопротивления 22
 Метод вращающихся полей 37
 — симметричных составляющих 41
 Микросин 347
 Момент асинхронный 54, 56, 97
 — входа в синхронизм 84
 — выхода из синхронизма 84
 — демпферный 220
 — инерции 91, 115
 — на ватт потребляемой мощности 289
 — синхронизирующий 201, 213
 — синхронный 88
 — тормозной 90
 — удельный 202, 213
 Мощность активная 23
 — механическая 23
 — полная 23
 — реактивная 68
 — электромагнитная 64, 145
 Намагничивающая сила 16
 Напряжение возбуждения 173, 238
 — трогания 291
 — управления 285
 Напряженность магнитного поля 16, 103
 Обмотка возбуждения 170, 198
 — вспомогательная 50, 56
 — генераторная 170
 — квадратурная 237
 — концентрическая 259
 — косинусная 237
 — основная 57
 — поперечная 17
 — продольная 17
 — синусная 237
 — синхронизации 198
 Обобщенная машина 17
 Ось поперечная 19
 — продольная 19
 Отказ 350
 Погрешность амплитудная 181, 243
 — ТА 180
 — — скоростная 181
 — — температурная 185
 — — частотная 186
 — динамическая 222
 — скоростная 226
 — статическая 222, 227
 — фазовая 181
 Погрешности ВТ 252
 — — дополнительные 253
 — — конструктивные 256
 — — принципиальные 253
 — — технологические 257
 — — функциональные 255
 Полупроводниковый коммутатор 162
 Постоянная времени электромагнитная 130, 321
 — — — электромеханическая 130, 292
 Прямая возврата 93
 Пуск двигателя 58, 89, 96 113
 Работоспособность 350
 Реакция коммутационных токов 194
 — якоря 194
 Редуктосин 266
 Ремонтоспособность 350
 Ротор «беличьей клетка» 286
 — гистерезисный 100
 — — с магнитной втулкой 102

— с немагнитной втулкой 102	— — — — фазовое 285
— полый немагнитный 287	Управление двигателем постоянного тока 301
— постоянный магнит 85	— — — — полюсное 304
— реактивного двигателя 94	— — — — якорное 303
— ферромагнитный омедненный 286, 338	Управляемые двигатели двухфазные асинхронные 284
Самолет параметрический 288	— — — —, конструктивная схема 286
— технологический 288	— — — —, механические характеристики 289, 295
Симметрирование вторичное 241	— — — —, регулировочные характеристики 290
— первичное 241	— — — —, схема замещения 298
Синхронная передача индукторная 198	— — — —, схема электрическая 284
— — на ВТ 250	Управляемые двигатели постоянного тока 301
— — на индуктосинах 272	— — — —, конструкции 301, 308
— — на магнесинах 229	— — — —, механические характеристики 303, 305
— — на сельсинах 204	— — — —, передаточные функции 303, 307
— — с дифференциальным сельсигналом 216	— — — —, регулировочные характеристики 304
— — трансформаторная 233	— — — —, электрические схемы 302, 305
Скольжение 53	Фаза вспомогательная 50
Скорость линейная 79	— основная 50
— относительная 24	Фазовращатель двухфазный 249
— угловая 23	— однофазный 249
Сопротивление активное 22	Формула Клосса 55
— емкостное 59	— момента однофазного двигателя 55
— индуктивное 24	— удельного момента 208, 213
— обратной последовательности 43	— ЭДС АТ 174, 177
— по поперечной оси 28	Характеристики механические 154, 289, 303
— по продольной оси 28	— пусковые 90
— прямой последовательности 43	— рабочие 52
— удельное 300	— регулировочные 154
Степень возбуждения 89	Частота отказов 352
— нелинейности 338	Шаг двигателя механический 319
Тахогенераторы асинхронные 170	ЭДС вращения 21
— демпфирующие 168	— квадратурная 244
— измерители скорости 170	— остаточная 243
— индукторные 197	— трансформаторная 21
— постоянного тока 192	— эксцентриситет 228
— синхронные 196	Элемент 349
— счетно-решающие 169	Якорь гладкий 305
Теория двух реакций 17	— дисковый 126
Ток нагрузочный 130	— полый 301
— номинальный 52	
— пусковой 52	
— холостого хода 129	
Трансформаторы вращающиеся 233	
— многополюсные 235, 261	
Угол потерь в стали 103	
— рассогласования 204	
— фазовый 38	
Управление двигателем двухфазным асинхронным 284	
— — — амплитудное 285	
— — — амплитудно-фазовое 285	
— — — пространственным смещением 311	

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Основные обозначения	4
Введение	6
В-1. Области применения и классификация электрических машин малой мощности	—
В-2. Величины, характеризующие электрические машины малой мощности	10
В-3. Методы теоретического исследования электрических микромашин переменного тока	11
В-4. Некоторые общие свойства электрических машин	12

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ДВУХФАЗНЫХ МАШИН

Глава первая. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ДВУХ РЕАКЦИЙ	17
1-1. Физическая модель обобщенной электрической машины	—
1-2. Уравнения ЭДС и момента в осях d и q	21
1-3. Исключение неизвестных токов из уравнений ЭДС	27
1-4. Преобразование уравнений ЭДС и момента	30
1-5. Неявнополюсная четырехобмоточная электрическая машина с малой асимметрией магнитопровода	32
1-6. Анализ обобщенной электрической машины переменного тока с помощью ЦВМ	36

Глава вторая. АНАЛИЗ ДВУХФАЗНЫХ МАШИН МЕТОДОМ СИММЕТРИЧНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

2-1. Образование вращающегося магнитного поля в двухфазной машине	—
2-2. Метод симметричных составляющих	41

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Глава третья. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ	49
3-1. Основные типы асинхронных двигателей	—
3-2. Величины, характеризующие работу асинхронного двигателя	51
3-3. Асинхронный двигатель в симметричном режиме	52
3-4. Момент однофазного асинхронного двигателя	55
3-5. Однофазный двигатель с пусковым сопротивлением	56
3-6. Конденсаторный двигатель	61
3-7. Универсальный асинхронный двигатель	64
3-8. Двигатель с экранированными полюсами	68

3-9. Линейный двигатель	77
3-10. Индукторный асинхронный двигатель	81
Глава четвертая. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ	83
4-1. Общие сведения	—
4-2. Синхронный двигатель с постоянными магнитами	84
4-3. Синхронный реактивный двигатель	93
4-4. Гистерезисный двигатель	99
4-5. Субсинхронный двигатель	108
4-6. Двигатели с катящимся ротором	117
4-7. Волновой электродвигатель	122
Глава пятая. КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА	124
5-1. Основные типы. Конструктивные особенности двигателей	—
5-2. Уравнение ЭДС и момента	127
5-3. Рабочие и пусковые характеристики двигателей с параллельным возбуждением и постоянными магнитами	128
5-4. Рабочие и пусковые характеристики двигателей с последовательным возбуждением	131
5-5. Стабилизация угловой скорости двигателей постоянного тока	132
5-6. Универсальный коллекторный двигатель	134
Глава шестая. БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА	136
6-1. Принцип работы	—
6-2. Классификация и конструктивное выполнение	142
6-3. Электродвижущие силы, ток и моменты двигателя	145
6-4. Рабочие характеристики	150
6-5. Стабилизация и управление скоростью двигателя	152
6-6. Датчики положения	158
6-7. Полупроводниковые коммутаторы	162
ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ	
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ,	
СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ДЛЯ ПРИБОРНЫХ СИСТЕМ И АВТОМАТИКИ	
Глава седьмая. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ	168
7-1. Назначение и классификация тахогенераторов	—
7-2. Принцип работы, устройство и величины, характеризующие асинхронный тахогенератор	170
7-3. Векторная диаграмма ТА для режима холостого хода	173
7-4. Уравнения ЭДС асинхронного тахогенератора	175
7-5. Схемы замещения ТА	178
7-6. Погрешности ТА	180
7-7. Зависимость основных характеристик ТА от параметров машины	187
7-8. ТА с компенсацией изменения магнитного потока	189
7-9. Тахогенераторы постоянного тока	192
7-10. Синхронные тахогенераторы	196
Глава восьмая. СЕЛЬСИНУСЫ	198
8-1. Общие сведения	—
8-2. Упрощенная теория индикаторной синхронной передачи	204
8-3. Зависимость удельного момента от параметров сельсина. Особенности устройства сельсинов	208
8-4. Точная теория индикаторной синхронной передачи при однотипных датчике и приемнике	211
8-5. Некоторые специальные режимы работы индикаторной синхронной передачи	214

8-6. Демпфирование колебаний сельсина-приемника при согласовании	218
8-7. Погрешности индикаторной синхронной передачи	221
8-8. Теория трансформаторной синхронной передачи	223
8-9. Погрешности трансформаторной синхронной передачи	225
8-10. Системы синхронной передачи на магнесинах	229
Глава девятая. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ	233
9-1. Назначение, устройство и основные режимы работы	—
9-2. Синусно-косинусный ВТ	237
9-3. Линейный ВТ	245
9-4. СКВТ как преобразователь координат	248
9-5. СКВТ в режиме фазовращателя	249
9-6. Трансформаторная синхронная передача на СКВТ	250
9-7. Погрешности ВТ	252
9-8. Технологические погрешности СКВТ	257
9-9. Синусные концентрические обмотки вращающихся трансформаторов	259
9-10. Многополюсные ВТ	261
9-11. Многополюсный ВТ с сосредоточенными обмотками	262
9-12. Синусно-косинусный индукционный редуктосин	266
9-13. Поворотный индуктосин	270
9-14. Функциональный преобразователь с сосредоточенными обмотками	274
9-15. СКВТ с обмотками обратной связи	278
9-16. Цифровые преобразователи угла	279
Глава десятая. УПРАВЛЯЕМЫЕ ДВИГАТЕЛИ	282
10-1. Требования к характеристикам двигателей. Классификация	—
10-2. Принцип работы, методы управления, особенности конструкции двухфазных управляемых двигателей	284
10-3. Величины, характеризующие работу двухфазного управляемого двигателя	287
10-4. Уравнение ЭДС и электромагнитного момента	293
10-5. Однофазное включение	295
10-6. Механические характеристики	—
10-7. Выбор емкости для цепи возбуждения	297
10-8. Схемы замещения	298
10-9. Оптимизация параметров двухфазного управляемого двигателя	—
10-10. Управляемый двигатель постоянного тока с независимым возбуждением	301
10-11. Управляемый двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением	305
10-12. Сравнение управляемых двигателей постоянного тока с управляемыми асинхронными двигателями	307
10-13. Бесконтактный управляемый двигатель постоянного тока	—
10-14. Совмещенные электрические микромашины	310
Глава одиннадцатая. ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ	315
11-1. Принцип работы. Методы управления	—
11-2. Величины, характеризующие работу ШД	318
11-3. Характер движения ротора. Режимы работы ШД	322
11-4. Конструктивные схемы ШД	324
11-5. Функциональная схема управления шаговыми двигателями	328
11-6. Уравнения ЭДС и момента ШД	329
Глава двенадцатая. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ	330
12-1. Гироскопические двигатели	—

12-2. Датчики момента	337
12-3. Датчики угла	342
12-4. Микросины	347
Глава тринадцатая. ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МИКРО- МАШИН	349
13-1. Общие понятия	—
13-2. Количественные показатели надежности	350
13-3. Причины и характер отказов микроэлектродвигателей	354
Список литературы	356
Предметный указатель	358

Виталий Васильевич Хрущев

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Редактор *Ю. В. Долгополова*
Художественный редактор *Д. Р. Степанович*
Технический редактор *Н. А. Минеева*
Корректор *Р. А. Сафарова*

ИБ № 1445

Сдано в набор 01.04.85. Подписано в печать 23.07.85
М-26554. Формат 60 × 90 1/16. Бумага книжно-журнальная.
Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 23,
Усл. кр.-отт. 23. Уч.-изд. л. 27. Тираж 18 000 экз.
Заказ 678. Цена 1 р. 20 к.

Ленинградское отделение Энергоатомиздата.
191041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного
Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга»
им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государст-
венном комитете СССР по делам издательств, полиграфии
и книжной торговли. 191126, Ленинград, Социалистическая, 14